

行政院原子能委員會  
委託研究計劃報告

電漿火炬電力供應系統整合鐵心  
技術之研究

A Study of Integrated Core Technology  
for  
Plasma Torch's Power Supply System

計劃編號：952001 INER 010

受委託機關(構)：國立交通大學電機與控制工程學系

計畫主持人：廖德誠 教授

計畫共同主持人：張隆國 副教授

核研所共同主持人：李恆毅 先生

報告日期：中華民國 95 年 11 月 16 日

# 電漿火炬電力供應系統整合鐵心技術之研究

廖德誠、張隆國、李恆毅

## 摘要

**關鍵詞：**電漿火炬；電力系統；共鐵心技術

為配合「電漿焚化熔融處理有害廢棄物產業化應用與發展」施政目標，開發高功率直流電漿電源技術，期促使國家環境保護技術朝零廢棄物的目標發展。本計劃以電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，以整合鐵心技術整合電感及變壓器，達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的。

使用整合鐵心技術方式(電感及變壓器共構)取代傳統兩級式串接方式的優點如下: 單級整合鐵心技術少了一個線路與元件之串聯損失，因此可順利達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，且能量只在單級中處理，而不像兩級式能量需經過兩級的處理，故效率提昇；另外，單級整合鐵心技術合併了電感及變壓器功能於單級中，體積可大幅縮小；且由於元件數目少，因此投資成本約較同樣功能的兩級式架構可大幅減少約 15%以上。

目前市面上尚無模組化電漿火炬電源系統是利用整合鐵心技術方式來設計，相較於傳統兩級式轉換方式而言，通常以單級整合鐵心技術方式做為電力模組的的體積小、效率較好、成本較低，因此未來市場潛力無窮。

針對本計劃我們已成功使用 Flux 2D 模擬軟體，針對兩種形式的鐵心(包括 UI 及 EI 鐵心)，分別在兩種分析模式下，瞭解通過二

次側線圈、電抗器線圈的磁力線大小及分布情形與因應此兩種模式參數變化，及產生的電感值變化。另外我們亦結合理論分析手法，以驗證軟體模擬結果，使將來在實作階段，可以利用此上述結論，將一次、二次及電抗器放於適當位置，完成未來整合鐵心直流電漿火炬電源之系統電路設計基礎。

# **A Study of Integrated Core Technology for Plasma Torch's Power Supply System**

By

Der-Cherng Liaw 、 Lon-Kou Chang and Heng-Yi Li

## **Abstract**

**KEY WORDS: Plasma Torch, Power System, Integrated Core Technology**

To comply with the policy of the application and development of plasma incinerating and melting, the technology of power supply for high power dc plasma is required to develop and meet the national environmental regulation of zero waste. In this research project, the related technology, specifically, the integration technology of major magnetic components such as inductors and transformer was studied. It has been reported that the power density might be increased and/or the ripple current might be decreased when the inductors and the transformers of a circuit are integrated on one single core. Moreover, there might have lots of advantages by replacing conventional two-stage cascading circuit with all the inductors and the transformers of a circuit on a single core in a power converter. Among these advantages, it is clear that the volume of the whole circuit will be significantly reduced and the power efficiency of the power circuit has great chance to be improved. By using electromagnetic theory, circuit theory with the help of numerical simulations code Flux-2D, in this project we have successfully demonstrated that such an application is feasible for the right choice of circuit topology and the magnetic core.

目 錄	
中文摘要 .....	ii
英文摘要 .....	iv
目錄 .....	v
表目錄 .....	vii
圖目錄 .....	ix
第一章、計劃緣起與目的.....	1
一、研究構想與動機.....	1
二、研究項目與進度.....	5
第二章、研究方法與過程 1 (磁性元件共鐵心條件下互感與自感磁路分析)···	7
一、概念描述.....	7
二、電感與變壓器鐵心共構磁路分析.....	10
三、電路模型分析.....	11
第三章、研究方法與過程 2 (磁性元件在共鐵心條件下可能電路拓撲分析)···	15
一、具共鐵心 Sepic 架構下高效整流器.....	15
二、應用於快速反應低電壓直流/直流轉換器的共鐵心 最佳化設計.....	18
三、電力轉換器輸出電感共鐵心模型.....	21
四、共鐵心並聯轉換器應用及等效模型.....	24
五、採用共鐵心架構新式零電壓切換降壓轉換器.....	27
第四章、研究方法與過程 3 (探討磁性元件及共鐵心可能鐵心材質).....	30
一、模擬環境.....	30
二、鐵心材質選用要求.....	30
三、選擇鐵心材質規格.....	32
四、鐵心材質分析結果.....	39

第五章、	研究方法與過程 4	49
	(探討鐵心形狀對磁性元件共鐵心效應評估) .....	
一、	形狀選用需求.....	49
二、	選取鐵心外觀規格.....	50
三、	鐵心形狀分析結果.....	53
四、	初步結論.....	57
第六章、	研究方法與過程 5	58
	(探討直流轉換器元件共鐵心可行性與電路拓樸關係) .....	
一、	直流對直流轉換器基本原理.....	58
二、	直流轉換器鐵心共構磁路分析.....	63
三、	直流轉換器鐵心共構拓樸電路分析.....	63
第七章、	研究方法與過程 6	65
	(建立系統磁路模擬模式) .....	
一、	模擬軟體 Flux 2D 各項參數定義及說明.....	65
二、	EI 鐵心磁路模擬.....	68
第八章、	研究方法與過程 7	98
	(模擬驗證理論分析成果) .....	
一、	磁路分析基本原理	98
二、	UI 鐵心理論分析.....	101
三、	EI 鐵心理論分析.....	109
第九章、	結論與建議.....	130
第十章、	參考文獻.....	136

## 表目錄

表 1-1	整合鐵心技術研究進度表.....	6
表 3-1	四相共鐵心電力轉換器設計範例使用設計參數...	21
表 3-2	L 及 M 在方程式(3.10)中數值.....	26
表 4-1	溫度與 MnZn 所具電阻值對照 [ HB 2002 (Philip) ]	31
表 4-2	溫度與 NiZn 所具電阻值對照 [ HB 2002 (Philip) ]	31
表 4-3	3C81 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	33
表 4-4	3C91 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	34
表 4-5	3C93 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	35
表 4-6	3C94 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	36
表 4-7	3F35 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	37
表 4-8	4F1 各項模擬使用參數[HB 2002 ( Philip)].....	38
表 4-9	3C81 電力轉換率.....	42
表 4-10	3C91 電力轉換率.....	43
表 4-11	3C93 電力轉換率.....	44
表 4-12	3C94 電力轉換率.....	45
表 4-13	3F35 電力轉換率.....	46
表 4-14	4F1 電力轉換率.....	47
表 4-15	不同材質在 E65 鐵心電力轉換率.....	48
表 5-1	各種形式鐵心與其適用電力傳輸 [HB2002 ( Philip)].....	49
表 5-2	E65 Effective Core Parameters [HB 2002 ( Philip)].....	50
表 5-3	U93 Effective Core Parameters[HB 2002 ( Philip)]...	51
表 5-4	I93 Effective Core Parameters[HB 2002 ( Philip)]...	52
表 5-5	U93 使用不同材質所得到的電力轉換率.....	56

表 5-6	E65 與 U93 在不同材質下電力轉換率比較……	56
表 7-1	EI 鐵心模擬一各部位磁力線及電感數值表……	74
表 7-2	EI 鐵心模擬二各部位磁力線及電感數值表……	79
表 7-3	EI 鐵心模擬三各部位磁力線及電感數值表……	84
表 7-4	EI 鐵心模擬四各部位磁力線及電感數值表……	89
表 7-5	EI 鐵心模擬五各部位磁力線及電感數值表……	93
表 7-6	EI 鐵心模擬六各部位磁力線及電感數值表……	97
表 8-1	磁路物理量與電路物理量比較表……	100



## 圖目錄

圖 1-1	電漿火炬相片	2
圖 1-2	部分串聯共振式電力模組	3
圖 1-3	全橋具隔離 Current Fed 轉換器的電力模組	3
圖 1-4	一般變壓器鐵心組合型式	4
圖 1-5	一般變壓器繞線組合型式	4
圖 1-6	使用某廠牌數值分析模擬之範例參考(以馬達為例)	5
圖 2-1	分散式磁性元件所構成的推挽式轉換器	8
圖 2-2	鐵心共構磁性元件所構成的推挽式轉換器	10
圖 2-3	鐵心共構磁路模型	12
圖 2-4	透過磁阻模型及利用對偶原理推導出電路模型	12
圖 2-5	由 $N_p$ 的圈數比例來標示其參考的繞組	12
圖 2-6	鐵心共構概念的等效電路	14
圖 3-1	DC/DC Sepic 轉換器	16
圖 3-2	具共鐵心高效整流器完整電路拓樸圖	17
圖 3-3	U-I 共鐵心架構圖	17
圖 3-4	E-I 共鐵心架構及其等效電路圖	18
圖 3-5	Sepic converter 共鐵心架構其等效電路圖	18
圖 3-6	共鐵心之不同氣隙架構	18
圖 3-7	兩相耦合 buck 轉換器電路拓樸模型	19
圖 3-8	兩相耦合 bulk 轉換器波形圖	20
圖 3-9	多相電路拓樸架構	20
圖 3-10	四相磁路等效模型	20
圖 3-11	四相共鐵心磁路量測波形圖	21
圖 3-12	多級輸出電壓轉換器電路拓樸圖	22

圖 3-13	四組耦合電感器延伸架構圖	23
圖 3-14	$j^{\text{th}}$ 等效電路模型及波型	23
圖 3-15	三相輸出轉換器實驗電路	24
圖 3-16	兩種耦合電感器測試實驗電路	24
圖 3-17	鐵心結構 (a)Uncoupled.(b)Directly Coupled.(c)Inversely Coupled.	25
圖 3-18	N+1 並聯轉換器具有等效濾波器	26
圖 3-19	N+1 並聯轉換器輸出等效電路拓樸	27
圖 3-20	ZVRT Buck 轉換器	27
圖 3-21	雙直接耦合電感器電流變化	28
圖 3-22	ZVS Buck 轉換器使用耦合電感器架構	28
圖 3-23	$i_r$ & $i_l$ 波形圖	29
圖 4-1	3C81 磁滯曲線[HB 2002 ( Philip)]	33
圖 4-2	3C91 磁滯曲線[HB 20002 ( Philip)]	34
圖 4-3	3C93 磁滯曲線[HB 20002 ( Philip)]	35
圖 4-4	3C94 磁滯曲線[HB 20002 ( Philip)]	36
圖 4-5	3F35 磁滯曲線[HB 20002 ( Philip)]	37
圖 4-6	4F1 磁滯曲線[HB 20002 ( Philip)]	38
圖 4-7	E65 實驗結構圖	40
圖 4-8	E65 模擬電路圖	40
圖 4-9	各區域指定模擬電路	41
圖 4-10	3C81 在不同頻率下電力密度分布	42
圖 4-11	3C91 在不同頻率下電力密度分布	43
圖 4-12	3C93 在不同頻率下電力密度分布	44
圖 4-13	3C94 在不同頻率下電力密度分布	45
圖 4-14	3F35 在不同頻率下電力密度分布	46

圖 4-15	4F1 在不同頻率下電力密度分布	47
圖 5-1	E65 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]	51
圖 5-2	U93 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]	52
圖 5-3	I93 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]	53
圖 5-4	E65 結構圖	53
圖 5-5	U93 結構圖	54
圖 5-6	模擬電路	54
圖 5-7	將各區域指定給模擬電路	54
圖 5-8	U93 用 3F35 作為材質在 100KHz 之密度分布	55
圖 6-1	直流降壓式轉換器線路圖	58
圖 6-2	直流降壓式轉換器波形圖	59
圖 6-3	直流升壓式轉換器線路圖	60
圖 6-4	直流升壓式轉換器波形圖	61
圖 6-5	直流升降壓式轉換器線路圖	62
圖 6-6	直流升降壓式轉換器波形圖	62
圖 7-1	Flux 模擬電路示意圖	66
圖 7-2	3C94 B-H 圖	68
圖 7-3	EI 鐵心模式一位置分布圖	69
圖 7-4	EI 鐵心模式二位置分布圖	70
圖 7-5	EI 鐵心模擬一氣隙 0 mm 磁力線分布圖	70
圖 7-6	EI 鐵心模擬一氣隙 1 mm 磁力線分布圖	71
圖 7-7	EI 鐵心模擬一氣隙 5 mm 磁力線分布圖	71
圖 7-8	EI 鐵心模擬一氣隙 10 mm 磁力線分布圖	72
圖 7-9	EI 鐵心模擬一氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖	72
圖 7-10	EI 鐵心模擬一氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖	73

圖 7-11	EI 鐵心模擬一氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖·····	73
圖 7-12	EI 鐵心模擬一氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖·····	73
圖 7-13	EI 鐵心模擬二氣隙 0 mm 磁力線分布圖·····	75
圖 7-14	EI 鐵心模擬二氣隙 1 mm 磁力線分布圖·····	76
圖 7-15	EI 鐵心模擬二氣隙 5 mm 磁力線分布圖·····	76
圖 7-16	EI 鐵心模擬二氣隙 10 mm 磁力線分布圖·····	76
圖 7-17	EI 鐵心模擬二氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖·····	77
圖 7-18	EI 鐵心模擬二氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖·····	78
圖 7-19	EI 鐵心模擬二氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖·····	78
圖 7-20	EI 鐵心模擬二氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖·····	78
圖 7-21	EI 鐵心模擬三氣隙 0 mm 磁力線分布圖·····	80
圖 7-22	EI 鐵心模擬三氣隙 1 mm 磁力線分布圖·····	81
圖 7-23	EI 鐵心模擬三氣隙 5 mm 磁力線分布圖·····	81
圖 7-24	EI 鐵心模擬三氣隙 10 mm 磁力線分布圖·····	81
圖 7-25	EI 鐵心模擬三氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖·····	82
圖 7-26	EI 鐵心模擬三氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖·····	82
圖 7-27	EI 鐵心模擬三氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖·····	83
圖 7-28	EI 鐵心模擬三氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖·····	83
圖 7-29	EI 鐵心模擬四氣隙 0 mm 磁力線分布圖·····	85
圖 7-30	EI 鐵心模擬四氣隙 1 mm 磁力線分布圖·····	85
圖 7-31	EI 鐵心模擬四氣隙 5 mm 磁力線分布圖·····	86
圖 7-32	EI 鐵心模擬四氣隙 10 mm 磁力線分布圖·····	86
圖 7-33	EI 鐵心模擬四氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖·····	87
圖 7-34	EI 鐵心模擬四氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖·····	87
圖 7-35	EI 鐵心模擬四氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖·····	88

圖 7-36	EI 鐵心模擬四氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖·····	88
圖 7-37	EI 鐵心模擬五匝數 4 匝磁力線分布圖·····	90
圖 7-38	EI 鐵心模擬五匝數 10 匝磁力線分布圖·····	90
圖 7-39	EI 鐵心模擬五匝數 15 匝磁力線分布圖·····	91
圖 7-40	EI 鐵心模擬五匝數 4 匝 Flux Density 雲狀圖·····	91
圖 7-41	EI 鐵心模擬五匝數 10 匝 Flux Density 雲狀圖·····	92
圖 7-42	EI 鐵心模擬五匝數 15 匝 Flux Density 雲狀圖·····	92
圖 7-43	EI 鐵心模擬六匝數 4 匝磁力線分布圖·····	94
圖 7-44	EI 鐵心模擬六匝數 10 匝磁力線分布圖·····	94
圖 7-45	EI 鐵心模擬六匝數 15 匝磁力線分布圖·····	95
圖 7-46	EI 鐵心模擬六匝數 4 匝 Flux Density 雲狀圖·····	95
圖 7-47	EI 鐵心模擬六匝數 10 匝 Flux Density 雲狀圖·····	96
圖 7-48	EI 鐵心模擬六匝數 15 匝 Flux Density 雲狀圖·····	96
圖 8-1	安培定律示意圖	99
圖 8-2	磁路等效示意圖	100
圖 8-3	UI 鐵心平面圖	101
圖 8-4	UI 鐵心變壓器架構圖	101
圖 8-5	UI 鐵心架構環型磁路拓撲(無空氣隙)·····	102
圖 8-6	UI 鐵心架構環型磁路拓撲(有空氣隙)·····	103
圖 8-7	UI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖(電抗器加乘與空氣隙)	105
圖 8-8	UI 鐵心架構環型磁路拓撲(電抗器加乘與空氣隙)	105
圖 8-9	UI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖(電抗器減乘與空氣隙)	107
圖 8-10	UI 鐵心架構環型磁路拓撲(電抗器減乘與空氣隙)	107
圖 8-11	UI 鐵心架構環型二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖	109

圖 8-12	EI 鐵心平面圖(二次線圈安裝於鐵心外側)	109
圖 8-13	EI 鐵心變壓器架構圖(二次線圈安裝於鐵心外側)	110
圖 8-14	EI 鐵心架構磁路拓撲—無空氣隙(二次線圈安裝於鐵心中央) .....	110
圖 8-15	EI 鐵心架構磁路拓撲(空氣隙開於鐵心中央) .....	113
圖 8-16	EI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖	115
圖 8-17	EI 鐵心架構磁路拓撲(電抗器加乘與空氣隙開於鐵心中央) .....	115
圖 8-18	EI 鐵心架構磁路拓撲(電抗器減乘與空氣隙開於鐵心中央) .....	117
圖 8-19	EI 鐵心架構二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖	119
圖 8-20	EI 鐵心平面圖(二次線圈安裝於鐵心中央)	119
圖 8-21	EI 鐵心變壓器架構圖(二次線圈安裝於鐵心中央)	120
圖 8-22	EI 鐵心架構磁路拓撲—無空氣隙(二次線圈安裝於鐵心外側).....	120
圖 8-23	EI 鐵心架構磁路拓撲(空氣隙開於鐵心外側) .....	122
圖 8-24	EI 鐵心變壓器電抗器加乘與空氣隙開於鐵心外側架構圖.....	124
圖 8-25	EI 鐵心磁路拓撲(電抗器加乘與空氣隙開於鐵心外側).....	125
圖 8-26	EI 鐵心變壓器電抗器減乘與空氣隙開於鐵心外側架構.....	127
圖 8-27	EI 鐵心架構磁路拓撲(電抗器減乘與空氣隙開於鐵心外側) .....	127
圖 8-28	EI 鐵心架構二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖.....	129

## 第一章 計劃緣起與目的

### 一、研究構想與動機

近年來由於全球環保意識的抬頭，環境保護已由污染防治、廢棄物處理等管末處理策略，進步為清潔生產、資源回收等永續發展策略，朝向零廢目標努力。台灣地狹人稠，工業化密集程度在世界上又名列前茅，環境保護問題十分嚴重，需要引進永續發展的綠色理念，發展高級環保科技，以謀求徹底解決。

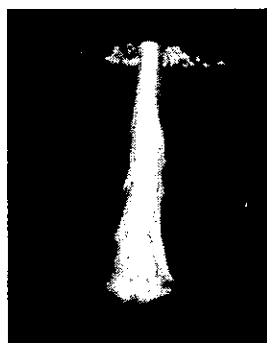
廢棄物處理一直是困擾世界各國的問題。如何避免在處理過程中，發生其他污染；並使處理成本在合理範圍之內；另將可利用的資源得以回收再使用；且還有降低處理成本的可能，皆為各國在處理廢棄物時，期望達到之目的與功效。目前處理廢棄物大約有掩埋與燃燒兩個方法，而又以燃燒比較被認為是可接受的方法。可是現有的垃圾焚化爐，在燃燒過程中，免不了仍有若干的有害氣體、飛灰及底灰會產生。到底有沒有更好的方法呢？電漿火炬也許是當前的答案。

電漿火炬技術本是歐美太空計畫的一項，後來廣泛應用在金屬加工、礦冶、金屬或非金屬之熔融等，直到最近才應用在廢棄物處理上。電漿火炬中心的溫度高達攝氏一萬度，幾乎所有的物質，在這種高溫之下，一瞬間就被裂解成簡單的原子，甚至電漿態的離子和電子；就是難以破壞的碳氮化合物，包括多氯聯苯，也會被分解成簡單無害的氣體。

在工業應用上電漿又可區分為熱電漿和冷電漿。用於廢棄物處理電漿即是高溫熱電漿又稱為平衡電漿，其特徵是重粒子（原子、離子）的溫度

與電子的溫度極為接近，它們的熱力學狀態接近平衡，呈區域熱力學平衡。典型高溫熱電漿係由工作氣體通過電弧所產生，亦即是一般用於廢棄物處理最主要的電漿熔融技術（電漿火炬）。

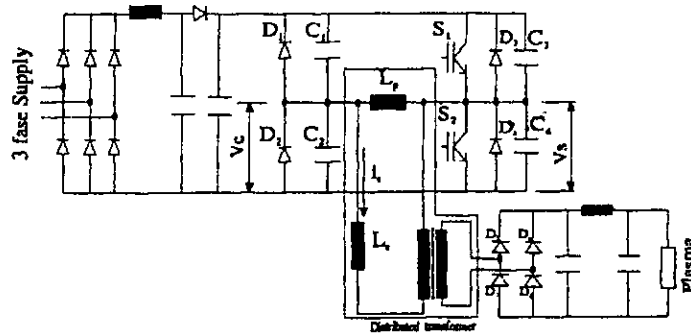
因此，為配合「電漿焚化熔融處理有害廢棄物產業化應用與發展」施政目標，開發高功率直流電漿電源技術，期促使國家環境保護技術朝零廢棄物的目標發展。本研究計劃為將以電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，以整合鐵心技術方式整合電感及變壓器，達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，加速完成高功率直流電漿電源技術的開發工作。



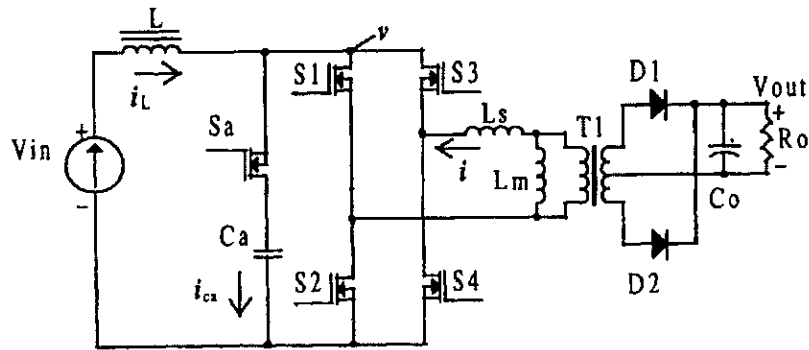
圖(1-1) 電漿火炬相片

為了解決傳統電漿火炬電源系統的缺點，開發高效率、低成本、高可靠度電漿火炬電力模組，我們將以小功率(500W)整合鐵心技術方式進行電感及變壓器共構為基礎，透過電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，實現高功率(20kW/200kW)之電力模組並驗證其擴充的可行性，同時符合 IEEE 以及 IEC 對輸入電力諧波污染之規範。





圖(1-2) 部分串聯共振式電力模組



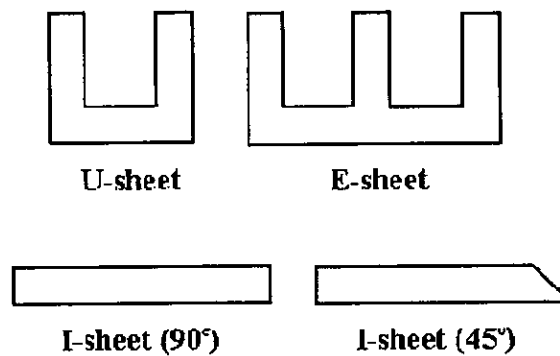
圖(1-3) 全橋具隔離 Current Fed 轉換器的電力模組

使用整合鐵心技術方式(電感及變壓器共構)取代傳統兩級式串接方式的優點如下: 單級整合鐵心技術少了一個線路與元件之串聯損失, 因此可順利達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的, 且能量只在單級中處理, 而不像兩級式能量需經過兩級的處理, 故效率提昇; 另外, 單級整合鐵心技術合併了電感及變壓器功能於單級中, 體積可大幅縮小; 且由於元件數目少, 因此投資成本約較同樣功能的兩級式架構可大幅減少約 15% 以上。

一般的單級整合鐵心技術的困難點包括: 鐵心材質選擇、鐵心切割型式; 如圖(1-4)所示; 繞線方式配置, 如圖(1-5)所示。渦流損及磁滯損減少、漏磁通及漏電抗抑制及溫升控制等等。但針對電漿火炬電源系統的應用而言, 由於電漿火炬負載不會有非常快速的動態變化需求, 使用單級整合鐵

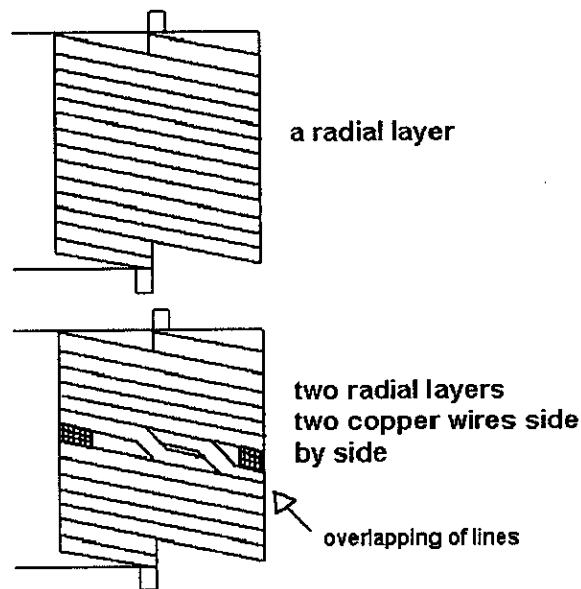
心技術仍可符合輸出負載為電漿火炬時的變化反應要求。

另外，由於單級整合鐵心技術關係，可順利達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，因此單級整合鐵心技術的功率因數及諧波改善應較兩級式串接方式的佳。因此，基於上述的優點，使用單級整合鐵心技術做為電漿火炬電源系統的電力模組是個不錯的的選擇。



圖(1-4) 一般變壓器鐵心組合型式

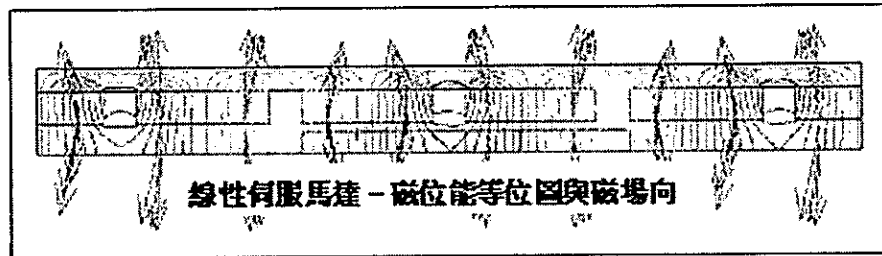
Installation of the cylinder coil



圖(1-5) 一般變壓器繞線組合型式

單級交/直流轉換器的整合鐵心技術方式研究一直是電力電子領域裡最熱中且最重要的議題，但是長久以來一直缺乏系統化的理論研究與數值

分析，本計畫針對此問題，透過電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，一方面對現有傳統的架構作分析和性能評估，另一方面也計劃提出新的理論觀點以幫助研究者做這類架構的系統化設計和效能改善，如圖(1-6)使用某廠牌數值分析模擬範例參考。



圖(1-6) 使用某廠牌數值分析模擬範例參考(以馬達為例)

電源供應系統一直是資訊產品及電源管理中很重要的一部份，新的研究突破，可大幅提升國家能源發展的技術水準，加速電力電子整合化、微小化的目標。單級整合鐵心技術方式的整合設計，除了體積可以縮小外，亦可提高效率，進而強化產品的競爭力。

目前市面上尚無模組化電漿火炬電源系統是利用整合鐵心技術方式來設計，相較於傳統兩級式轉換方式而言，通常以單級整合鐵心技術方式做為電力模組的的體積小、效率較好、成本較低，因此未來市場潛力無窮。

## 二、研究項目與進度

本計畫之研究工作主要在理論探討與系統磁路模擬研究，其研究項目包括以下：

1. 磁性元件(電感與變壓器)在共鐵心條件下互感與自感磁路分析。
2. 磁性元件在共鐵心條件下可能接線拓樸分析。
3. 探討磁性元件及共鐵心可能鐵心材質。

4. 探討鐵心形狀對磁性元件共鐵心磁性效應評估。
5. 探討直流轉換器磁性元件共鐵心可行性與電路拓樸的關係。
6. 建立系統磁路模擬模式。
7. 模擬驗證理論分析成果。

另外在研究進度安排，將計劃採取每個項目約 1~2 個月時間研究；而在建立系統磁路模擬模式方面，由於第一次使用模擬軟體 Flux 2D 進行磁力線模擬，預計安排 3 個月時間，以換取得心應手及熟練使用技巧。表(1-1)為初步安排之研究進度表。

項目	Jan.	Feb.	Mar.	Apr.	May	Jun.	Jul.	Aug.	Sep.	Oct.	Nov.	Dec.
磁性元件，包括電感與變壓器在共鐵心條件下之互感與自感之磁路分析												
磁性元件在共鐵心條件下之可能接線拓樸分析												
探討磁性元件及共鐵心之可能鐵心材質												
探討鐵心形狀對磁性元件共鐵心之磁性效應評估												
探討直流對直流轉換器磁性元件共鐵心之可行性與電路拓樸的關係												
期中報告撰寫												
建立系統之磁路模擬模式												
模擬驗證理論分析成果												
工作進度估計百分比 (累積數)	8%	16%	24%	33%	41%	49%	55%	66%	74%	82%	91%	100%

表(1-1) 整合鐵心技術研究進度表

## 第二章 研究方法與過程 I (磁性元件在共鐵心條件下互感與自感磁路分析)

### 一、概念描述：

切換式電源供應器(Switching Power Converter)，如圖(2-1)所示，為各種分散式升壓及推挽式隔離變壓器電路所構成的磁性元件版本之拓撲。讓我們現在來嘗試，看是否能找到一種相對容易的方法來建立如圖(2-2)所示鐵心共構版本的數學模型，給分離式的磁性電路佈置做為起始點。

首先，我們必須重建圖(2-2)的磁性元件電路圖，以便在變壓器及電感等磁性元件上，能夠詳細地觀察，電路圖的結果可藉由重建過程裡，依序在圖(2.2)中詳細說明。根據繞線方向所產生的電位極性，我們即可在每個磁性元件內標示磁通方向。接著在轉換器的每一個切換週期，每一組定義一個磁性元件磁通變化量的方程式將被一一建立。

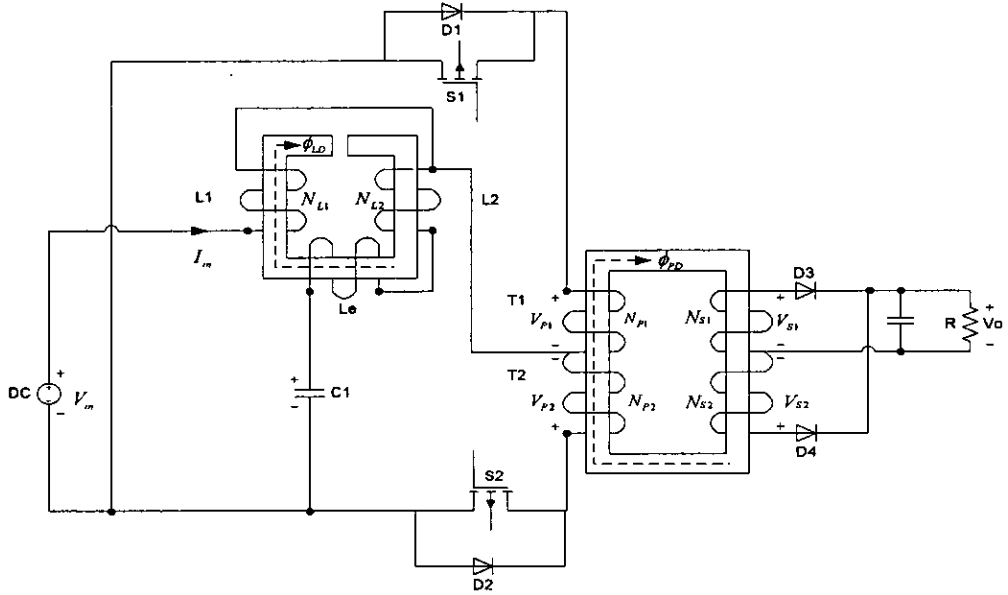
舉例來說，為了簡化我們的工作，我們可以假設切換式電源供應器的全部半導體零件為理想條件，因此我們將由於上述的假設進而去忽略變壓器繞組間存在的洩漏電感的影響，並且假設磁通被完全包含在它的磁性元件結構內，而未洩漏到空氣中。圖(2-1)，我們可以得到：

$$\frac{N_2}{N_1} \cdot V_1 = \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 L_M \frac{di_2}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_2 = L_e \cdot \frac{di_2}{dt} - \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 L_M \frac{di_2}{dt} \quad (2.2)$$

方程式 (2.1)及(2.2)，可以得知：

$$L_e = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot L_M \cdot \left(\frac{V_2}{V_1} - \frac{N_2}{N_1}\right) \quad (2.3)$$



圖(2.1) 分散式磁性元件所構成的推挽式轉換器

因此在圖(2.1)，推挽式轉換器在週期 I(S1, S2 ON)：

$$\phi_L = \frac{d\phi_L}{dt} = \frac{V_s}{N_{L1}} \quad (2.4)$$

而相同在圖(2.1)，推挽式轉換器在週期 II(S1 ON, S2 Off)：

$$\phi_L = \frac{d\phi_L}{dt} = \frac{V_1}{N_{L1}} - \frac{V_s}{N_{L1}} \quad (2.5)$$

$$\phi_T = \frac{d\phi_T}{dt} = \frac{V_o}{N_{S1}} = \frac{V_1}{N_{P1}} \quad (2.6)$$

從方程式(2.5)及(2.6)，我們可以消除相依的變數V1來重新組合方程

式，這些方程式的推導如下：

$$\phi_T = \phi_L \cdot \left[ \frac{N_{L1}}{N_{P1}} \right] + \frac{V_s}{N_{P1}} \quad (2.7)$$

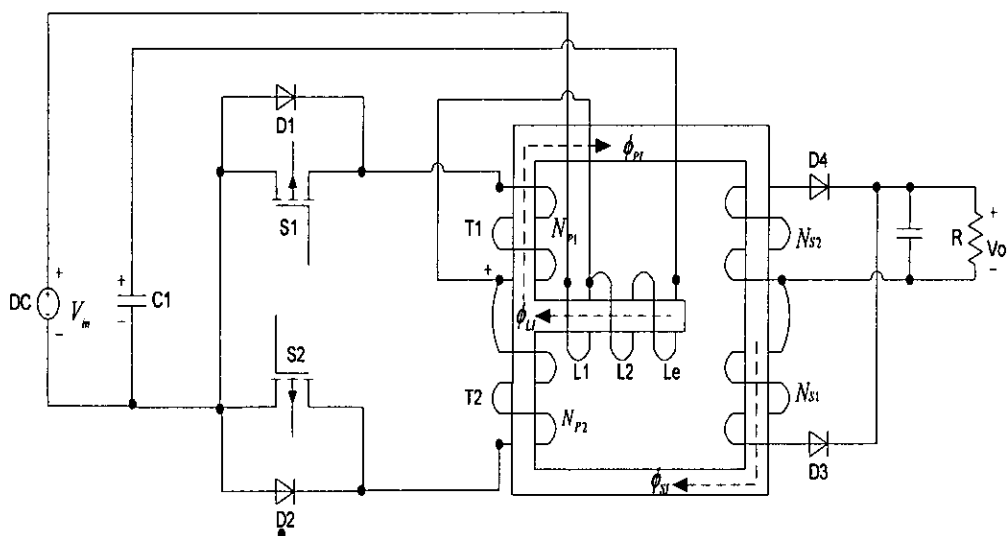
必須注意到的是最後一個方程式(2.7)，在一個磁性媒介中的磁通變化

量，是根據轉換器的輸入電壓Vs以及轉換器變壓器初級圈數 $N_{P1}$ 來定義。

因為我們的目標是使電感變成為包含於變壓器零件相同磁性元件的一部分，我們可以假設  $N_{L1}$  相等於  $N_{P1}$  是合乎邏輯的，如此則這個磁通變化量將被一磁路或鐵芯分支內所包含。因此我們引出  $\phi_T$  的表示式如下：

$$\phi_T = \phi_L + \phi_S \quad (2.8)$$

我們可以解讀方程式(2.8)為一磁路元件組合，其中包含三條磁通路徑，我們也因此得知在輸入磁通變化量( $\phi_T$ )，不但提供另外一個電感的磁通變化量  $\phi_L$ ，並且也同時提供第三個電感的磁通變化量  $\phi_L$ 。這些一般性的觀察結果，將讓我們描繪出經過刻意安排的磁通路徑去符合方程式(2.8)的要求，亦可經由圖(2.1)得這樣的結果。而圖(2.2)顯示了磁路元件的磁通分佈狀況。變壓器和濾波器電感在升壓推挽式轉換器內可以被整合到一個磁鐵心之中。我們必須特別注意到要把加氣隙加入電感路徑上，因為我們期望這條分支路徑必須有直流偏壓，就好像升壓轉換器內分開的電感一樣。



圖(2.2) 鐵心共構磁性元件所構成的推挽式轉換器

## 二、電感與變壓器鐵心共構磁路分析

變壓器和濾波器電感在升壓推挽式轉換器內可以被整合到一個磁性鐵心之中。如圖(2.2)中顯示出鐵心共構磁性元件所構成的推挽式轉換器及其實際的電路。為了減到最小的漏磁電感，故氣隙只在中間鐵芯。

為了降低存在的共鐵心磁路元件的漏磁電感而改善鐵心結構，一個比較新穎的鐵心共構的方法在此被提出。首先，因為變壓器的初級繞組的磁路被兩條外部鐵心分岔出去，如圖(2.2)所示，插入緊密耦合繞組能用來使鐵心共構變壓器的漏磁電感減到最小。其次，一組線圈的極性是透過繞組不同的連接方式來改變，相對應的，磁通方向也會跟著改變。在中間分支鐵心的氣隙是防止鐵心的飽和。氣隙將是決定他們的繞組電感值過程中的主要的原素，並且若增加空氣間隙長度，將減少磁性材料的電感。另外如圖(2.2)所示，輔助的繞組可以加在鐵心共構轉換器的中間鐵心上，以便減少輸入電流連波的振幅。我們能利用變壓器方程式(2.3)來選擇第三個繞組的圈數，以便調整切換式電源供應器的輸入電流連波實質上接近零。

氣隙電感值( $L_g$ )比外部鐵心分支之非氣隙的磁性結構的電感值小得多。兩個中間鐵心的繞組必須纏繞緊密以提高他們之間的磁耦合度，因此便可以使寄生漏磁電感減到最小。這組第二線圈的增加並不損害轉換器的輸入對輸出的電壓增益，這個部分被定義在之前的方程式(2.1)-(2.3)。圖(2-2)顯示上述提出的架構線路圖，其鐵心內部磁通分佈狀況。電流方向被定義在等效電路中；如圖(2-3)所示，磁通方向是透過使用安培右手定則來定義。



在提出的架構中，一組線圈的極性是透過繞組不同的連接方式來改變，相對應的，交流磁通方向也會跟著改變，因此中間的鐵心部分，交流磁通被抵消。隨著交流磁通量在中間的鐵心部分被削減，本架構在中間的鐵心部分有較低的鐵心損失。

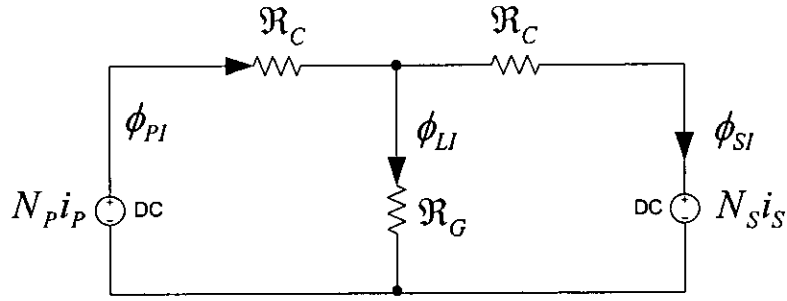
### 三、電路模型分析

圖(2-3)為本架構磁路表達的磁阻模型。透過磁阻模型及利用對偶原理，我們可以推導出電路模型，如圖(2-4)所示。圖(2-5)的結果是由 $N_P$ 的圈數比例來標示其參考的繞組，則相對應的導磁係數將被電感取代。由圖(2-3)顯示的磁阻電路，我們將經由磁阻及磁動勢(MMF)來推演出鐵心中的磁通量，其結果如下：

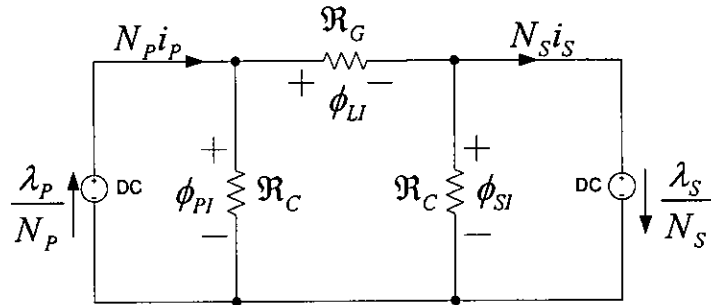
$$\phi_P = \frac{\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_G}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_G)} \cdot N_P \cdot i_P - \frac{\mathfrak{R}_G}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_G)} \cdot N_S \cdot i_S \quad (2.9)$$

$$\phi_S = \frac{-\mathfrak{R}_G}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_G)} \cdot N_P \cdot i_P + \frac{\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_G}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_G)} \cdot N_S \cdot i_S \quad (2.10)$$

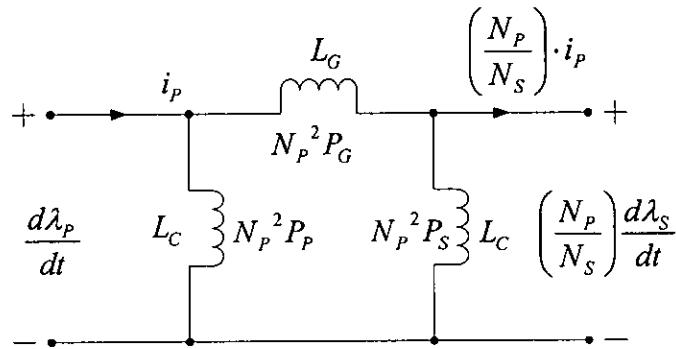
其中， $\mathfrak{R}_C$  及  $\mathfrak{R}_G$  表示外側兩支及中間鐵心的磁阻，以及  $N_P \cdot i_P$ ， $N_S \cdot i_S$  則表示變壓器一次側及二次側感應的總繞組電流。根據法拉第定理，我們可以得到 $L_P$  及  $L_S$  的互感為  $M$ ，其耦合係數為  $k$ ，上述參數電感及磁阻之間的關係可以推導如下：



圖(2-3) 鐵心共構磁路模型



圖(2-4) 透過磁阻模型及利用對偶原理推導出電路模型



圖(2-5) 由 \$N\_P\$ 的圈數比例來標示其參考的繞組

$$L_P = \frac{(\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_g) \cdot N_P^2}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_g)} \quad (2.11)$$

$$L_S = \frac{(\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_g) \cdot N_S^2}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_g)} \quad (2.12)$$

$$M = \frac{\mathfrak{R}_g N_P N_S}{\mathfrak{R}_C \cdot (\mathfrak{R}_C + 2\mathfrak{R}_g)} \quad (2.13)$$

$$k = \frac{\mathfrak{R}_g}{\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_g} \quad (2.14)$$

$$P_G=1/R_G \quad (2.14a)$$

$$P_P=1/R_P \quad (2.14b)$$

$$P_S=1/R_S \quad (2.14c)$$

相同地, 經由圖(2-5)的磁阻電路模型, 可以推得:

$$L_P = L_S = \frac{L_g L_C + L_C^2}{L_g + 2L_C} \quad (2.15)$$

$$M = \frac{L_C^2}{L_g + 2L_C} \quad (2.16)$$

由於氣隙電感值( $L_g$ )比外部鐵芯兩分支非氣隙磁性結構的電感值小得多。故中間鐵心的磁阻比外部鐵心兩分支大很多( $\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}_C$ ), 故從方程式(2.11)至(2.14), 可以化簡如下:

$$L_P = \frac{N_P^2}{2\mathfrak{R}_g} \quad (2.17)$$

$$L_S = \frac{N_S^2}{2\mathfrak{R}_g} \quad (2.18)$$

$$M = \frac{N_P N_S}{2\mathfrak{R}_g} \quad (2.19)$$

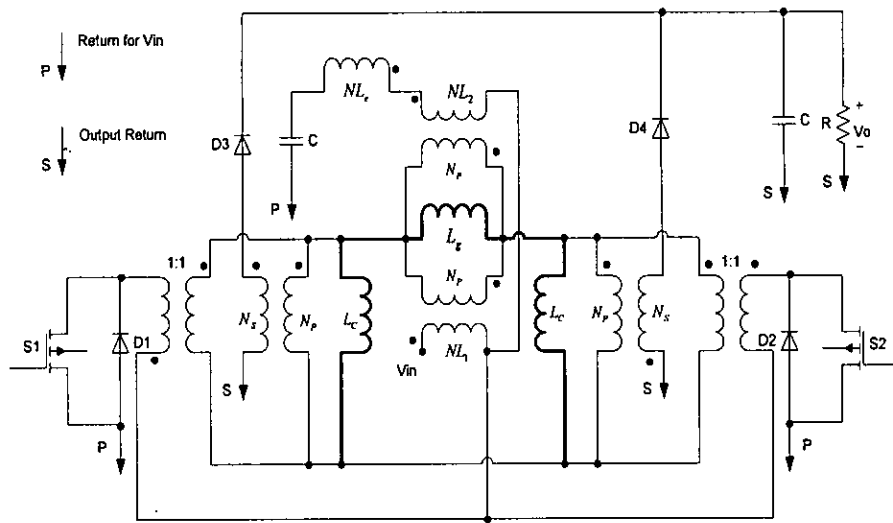
$$k = 1 \quad (2.20)$$

相同地, 電感  $L_C \gg L_g$ , 經由方程式(2.15)及(2.16), 亦可以化簡如下:

$$L_P = L_S = M \cong \frac{L_C}{2} \quad (2.21)$$

由上述可知, 方程式(2.15)及(2.16)在變壓器及電感鐵心共用的結構中, 變壓器的耦合係數接近1, 兩組相互耦合線圈, 仍然維持一定程度的漏磁電感。在實務上, 磁性材料的磁阻值  $\mathfrak{R}_g$  及  $\mathfrak{R}_C$ 。圖(2-6)顯示本文提出之鐵

心共構觀念的等效電路。



圖(2-6) 鐵心共構概念的等效電路

### 第三章 研究方法與過程 2 (磁性元件在共鐵心條件下可能電路拓樸分析)

#### 一、具共鐵心 Sepic 架構下高效整流器

AC/DC 轉換器為改善諧波干擾及 DPF，皆需要有功因調整之功能。本架構整流器同樣有功因調整之功能，以下簡稱 PFP's (Power Factor Pre-regulators)。而一般常見主動式功因調整器如昇壓式轉換器，雖然架構簡單但是卻有一些缺點如：

1. 輸出電壓必需比輸入峯值電壓高。
2. 啟動時有突波電流。
3. 沒有過載保護等。

因此，本節將介紹一組單相高效整流器，使用共鐵心 Sepic 電路架構整流器。它特色有低漣波之輸入電流、高頻切換、簡單的 PWM 控制及只需一個鐵心。首先，簡單介紹 Sepic 電路拓樸如圖(3-1)所示[19]，以下為此拓樸之分析。

方程式(3.1)及(3.2)中，輸入與輸出電壓關係式表示為：

$$M = \frac{U_o}{U_g} = \frac{\eta I_1}{I_o} = n \cdot \frac{D}{1-D} \quad (\text{CICM}) \quad (3.1)$$

$$M = \frac{U_o}{U_g} = \frac{\eta I_1}{I_o} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (\text{DICM}) \quad (3.2)$$

上述  $\eta$  為轉換效率(Converter Efficiency)，而  $D$  代表責任週期(Duty Cycle)。而  $K$  之關係式表示為方程式(3.3)：

$$K = \frac{2L_e}{RT_s}, \quad \text{with} \quad L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.3)$$

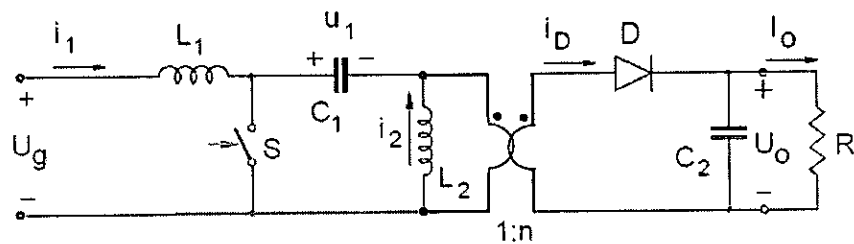
在上面方程式(3.3)中， $T_s$  被定義為轉換週期(Switching Period)，而  $L_2$  則為變壓器之電磁阻抗。

方程式(3.1)式及(3.2)可藉由  $K$  值決定電感電流操作於連續或不連續模式，表示為：

$$K_{crit} = \frac{(1-D)^2}{n^2} = \frac{1}{(n+M)^2} \begin{cases} K > K_{crit} \Rightarrow \text{CICM} \\ K < K_{crit} \Rightarrow \text{DICM} \end{cases} \quad (3.4)$$

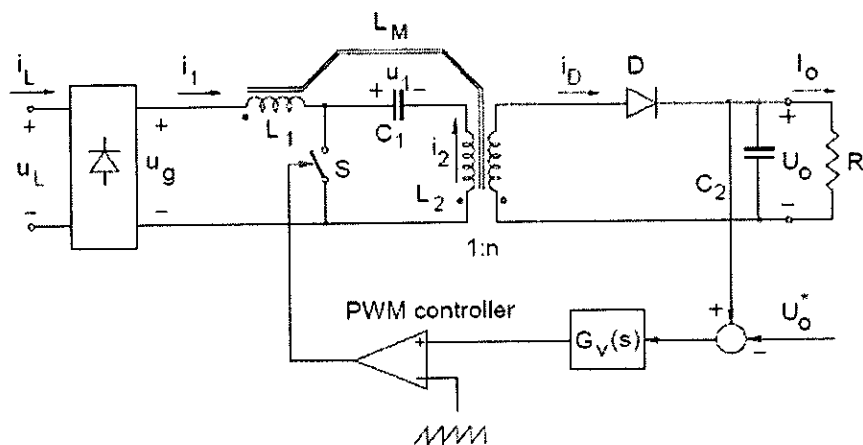
平均電流  $I_2$  表示為：

$$I_2 = n \cdot i_D = n \cdot I_o \quad (3.5)$$



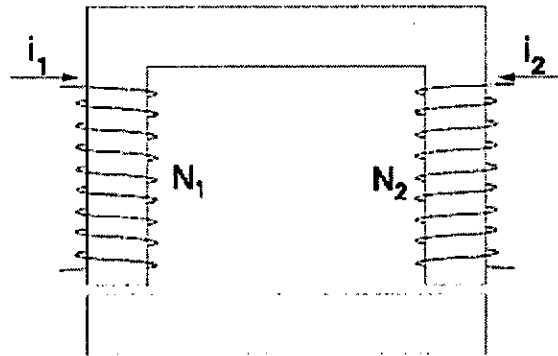
圖(3-1) DC/DC Sepic 轉換器

圖(3-2)所示為我們所提議之具共鐵心高效整流器之完整電路拓樸。由圖(3-2)中可知互感  $L_M$  介於  $L_1$  及  $L_2$  之間。藉由簡單的 PWM 產生器，經由輸出電壓迴路控制轉換器工作週期。

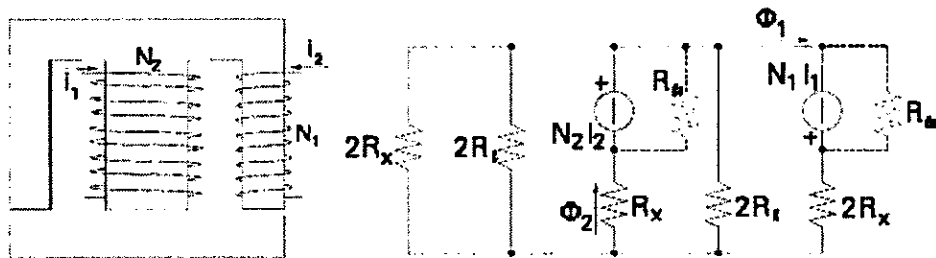


圖(3-2) 具共鐵心高效整流器完整電路拓撲圖

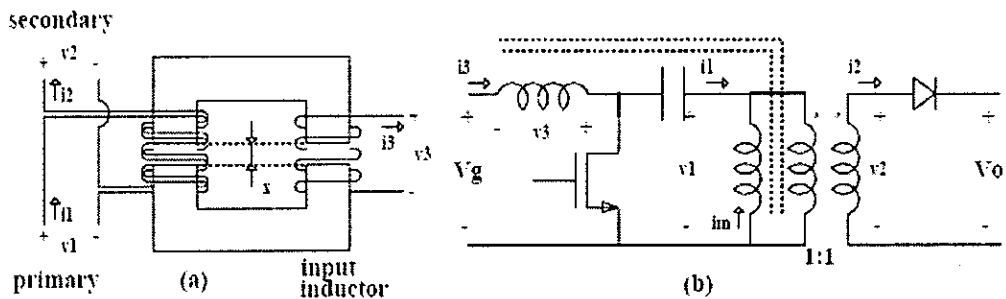
共鐵心架構設計分析：鐵心的結構可採用簡單的U-I 或 E-I 鐵心，如圖(3-3)及圖(3-4)所示；而使用 Sepsic 轉換器設計共鐵心架構及其等效電路，如圖(3-5)所示。



圖(3-3) U-I 共鐵心架構圖



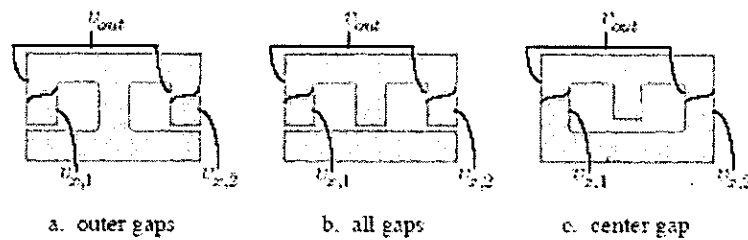
圖(3-4) E-I 共鐵心架構及其等效電路圖



圖(3-5) Sepsic converter 共鐵心架構其等效電路圖

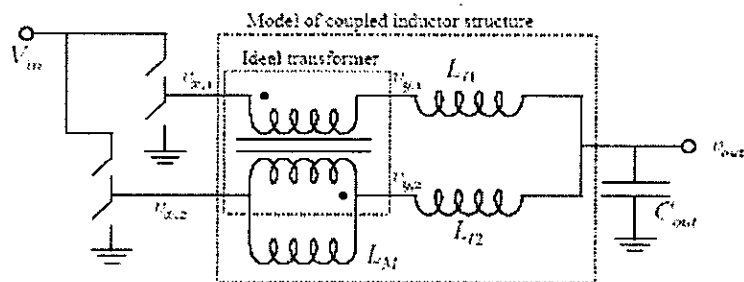
## 二、應用於快速反應低電壓直流/直流轉換器的共鐵心最佳化設計

具有高速反應的大電流低電壓電力轉換器，主要應用於數位系統，如微處理器。此種結合大電流與快速反應特性的轉換器稱 VRM (Voltage Regulator Module)。現今高效能的標準 VRM 設計習慣採用多組並聯之降壓轉換器。本節將介紹共鐵心架構應用於 VRM[20]，首先我們先針對不同的氣隙位置，如圖(3-6)所示。



圖(3-6) 共鐵心不同氣隙架構

應用於兩相架構之轉換器的分析，如圖(3-6a)兩線圈間的感應非常小，這可能會減少鐵心磁場量但並不影響到電路的效能。而比較有趣的架構則如圖(3-6b)，每一 Leg 皆有氣隙，對於減少漣波有適度的作用。圖(3-6c)則會有最佳的漣波抑制的作用。針對電子電路的拓樸來分析，其電子電路的模型將會比磁路的模型來得容易了解的多。電路拓樸如圖(3-7)所示。



圖(3-7) 兩相耦合 buck 轉換器電路拓樸模型

一個理想變壓器具有洩漏阻抗  $L_{l1}$  &  $L_{l2}$  及單相互感阻抗  $L_M$ 。圖(3-6)



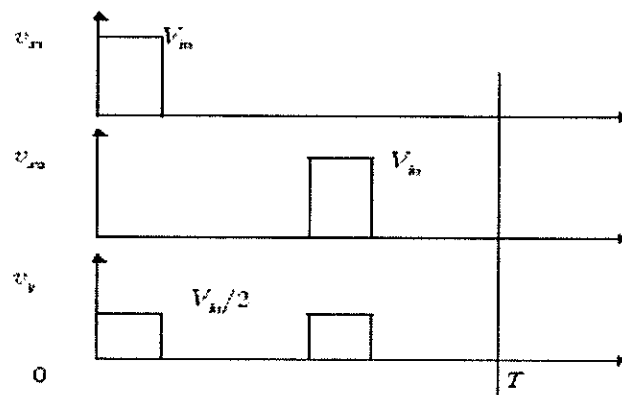
變壓器的方程式為：

$$V_{x1} - V_y = V_y - V_{x2} \quad (3.6)$$

因此可得，

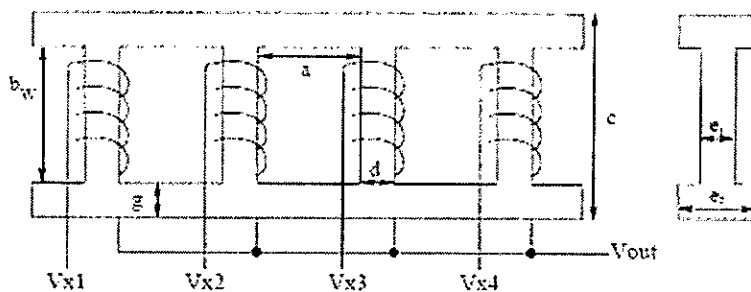
$$V_y = (V_{x1} + V_{x2})/2 \quad (3.7)$$

其波形如圖(3.8)所示：

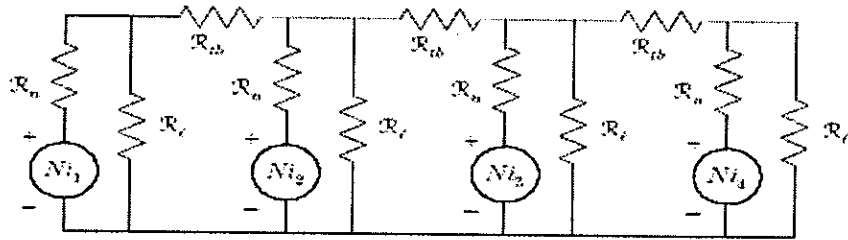


圖(3-8) bulk 轉換器波形圖

藉由圖(3-6c.)之共鐵心結構，具有一優點為可不斷擴充成多相電路拓樸架構。如圖(3-9)所示，圖(3-10)為四相磁路等效模型。



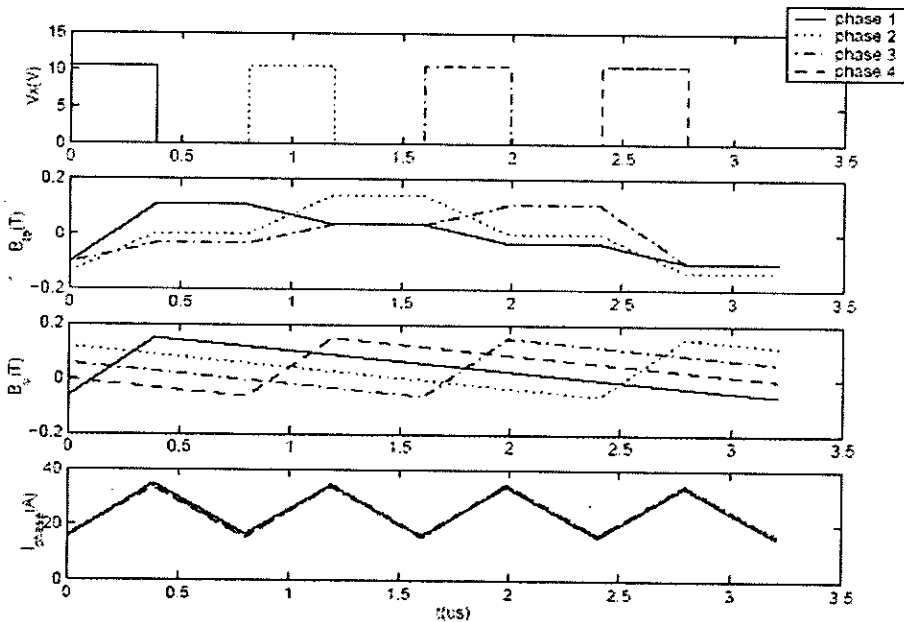
圖(3-9) 多相電路拓樸架構



圖(3-10) 四相磁路等效模型

下圖(3-11)為四相共鐵心電力轉換器範例分析波形圖結果；而表(3-1)

則為此範例使用設計參數(Design Parameters)。



圖(3-11) 四相共鐵心磁路量測波形圖。

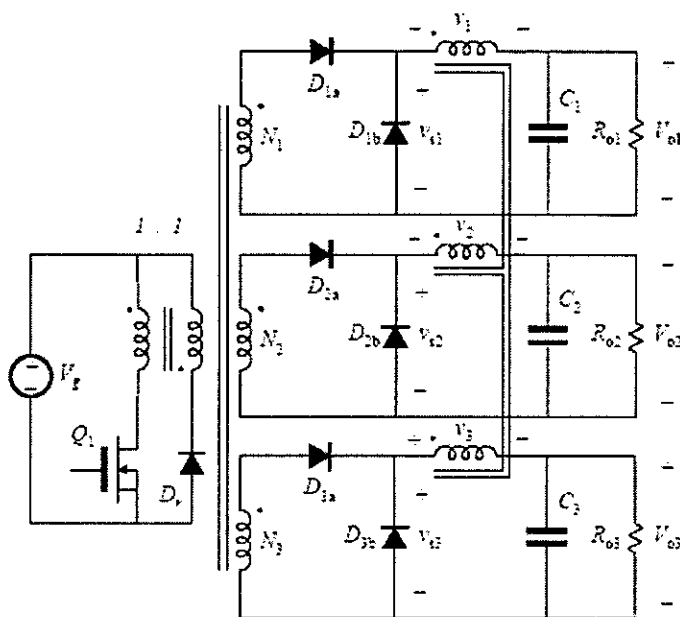
DESIGN PARAMETERS FOR EXAMPLE WAVEFORMS.		
Symbol		Value
$V_{in}$	Input voltage	12 V
$V_{out}$	Output voltage	1.45 V
$I_{total}$	Total output current	100 A
$L_{l,tot}$	Parallel combination of all leakage inductances	8.25 nH
$n$	Number of phases	4
$N$	Number of winding turns	3
$f_s$	Switching frequency	312 kHz
	Core material	Magnetics K

表(3-1) 四相共鐵心電力轉換器設計範例使用設計參數

### 三、電力轉換器之輸出電感共鐵心模型

具多級輸出電壓轉換器，為降低 cross regulation 採用共鐵心架構電路

拓樸[21]。如圖(3-12)所示。



圖(3-12) 多級輸出電壓轉換器電路拓樸圖

由於二極體的傳導損失、線圈及電容皆會使輸出電壓受負載電流而變化。因此當電路處於 DCM 時，輸出電壓將會產生大範圍的飄移現象，所以輸出電感採用共鐵心架構將得到較佳的 cross regulation。此架構具有一優點，每一輸出模型的參數可直接且很容易量測，電路拓樸如圖(3-17)所示，其數學式如下：

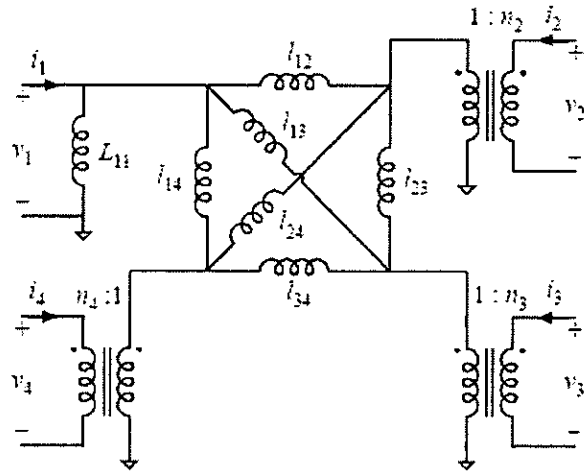
$$n_j = \left\| \frac{v_j}{v_1} \right\|. \quad (3.8)$$

上述  $n_j$  為有效匝比 (effective turns ratios)，而  $v_j$  代表在開路狀況下另一端繞組電壓。

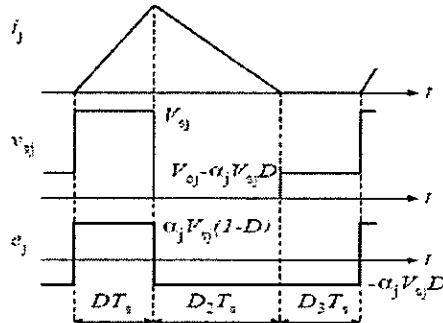
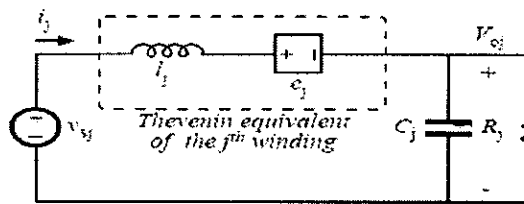
$$l_{ij} = \frac{1}{\omega} \frac{1}{n_i n_j} \left\| \frac{v_i}{i_j} \right\|. \quad (3.9)$$

在圖(3-13)中，對任何一個串聯洩漏阻抗  $L_{ij}$  測量，必須考慮電源上角

頻率  $\omega$  (Angular Frequency) 影響及將其利用等效電路方式，以便利我們爾後分析與計算。其等效電路模型及波型如圖(3-14)所示。



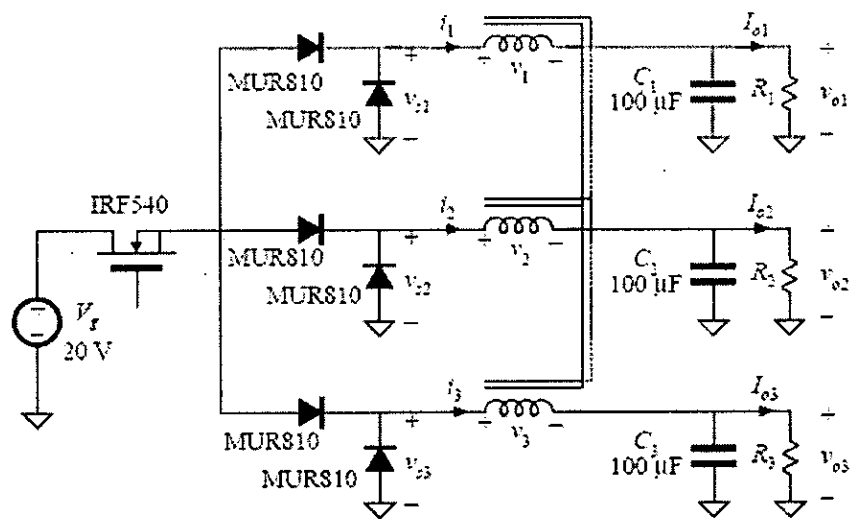
圖(3-13) 四組耦合電感器延伸架構圖



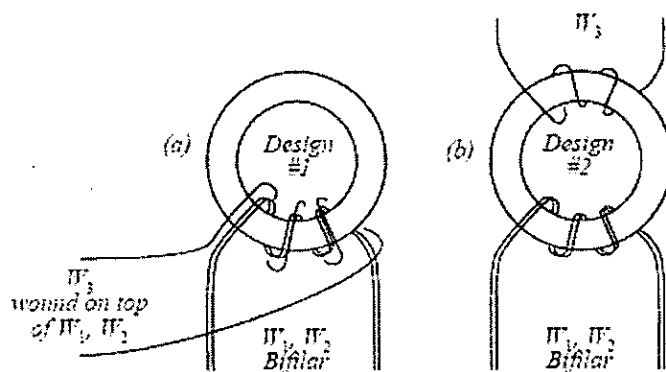
圖(3.14)  $j^{th}$  等效電路模型及波型

接著，我們將之前所提出電路拓樸，分析電路如圖(3-15)及圖(3-16)所

示：



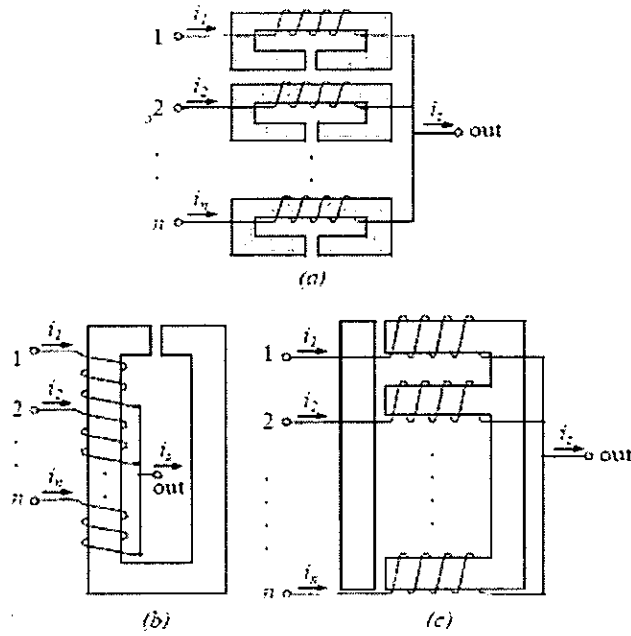
圖(3-15) 三相輸出轉換器實驗電路



圖(3-16) 兩種耦合電感器測試實驗電路

#### 四、共鐵心並聯轉換器應用及等效模型

並聯模組式轉換器每天都有新的應用被發現，例如它們最常被使用在 PC 主機板上的 VRMs 主要是能得到更好的暫態響應。這類型的轉換器它們的電感可採用 Uncoupled、 Directly coupled or Inversely couple[22]。如圖(3-17)所示。針對它們不同的應用，各有其優缺點。



圖(3-17) 鐵心結構 (a) Uncoupled. (b) Directly Coupled.

(c) Inversely Coupled.

為了要分析瞭解  $n$  階電感值變化影響及耦合係數(coupled factor)與  $n$  階架構相互關係式等等，我們則需要建立其等效電路，此等效電路將被用來計算輸入及輸出有效值電流，這些對設計並聯模組轉換器都是必須的。其各參數的關係式如下：

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1n} \\ M_{12} & L_{22} & \cdots & M_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{1n} & M_{2n} & \cdots & L_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix}$$

where self inductance is  $L_{ii} = \frac{N_i^2}{n_r}$

and mutual inductance is  $M_{ij} = \frac{N_i N_j}{n_r}$

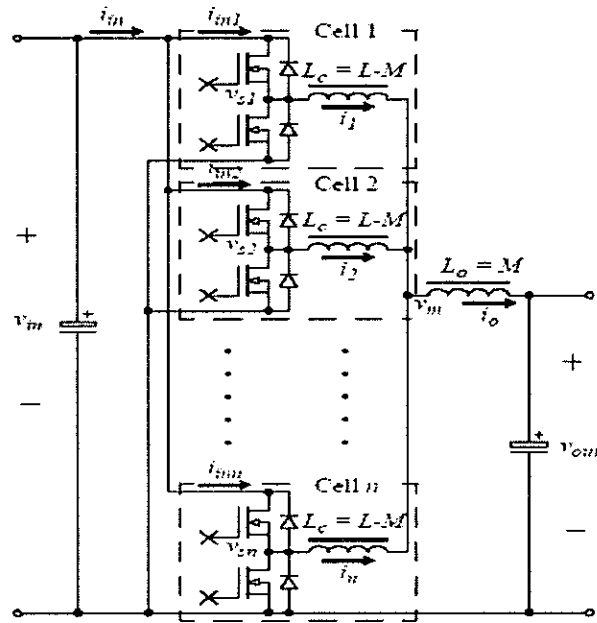
(3.10)

Type of Coupling	Self Inductance ( $L$ )	Mutual Inductance ( $M$ )
Uncoupled	$L$	$0$
Direct	$L_l - L_m$	$L_m$
Inverse	$L_l - L_m$	$-L_m / (n-1)$ [eq.(23)]

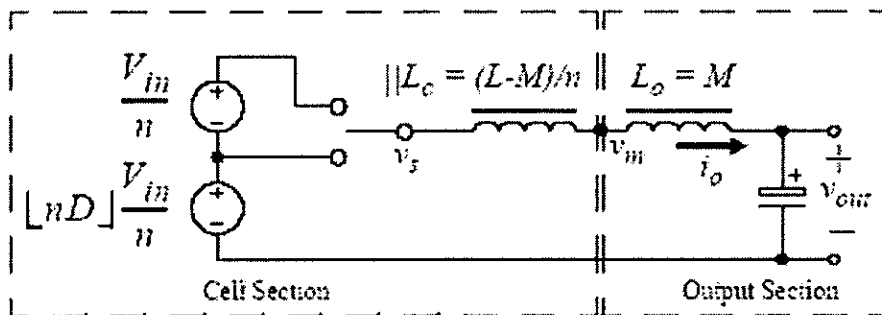
表(3-2) L 及 M 在方程式(3.10)中數值

對於 n 階層之模組電路拓樸如圖(3-18)所示；其輸出等效電路拓樸，

如下圖(3-19)所示：



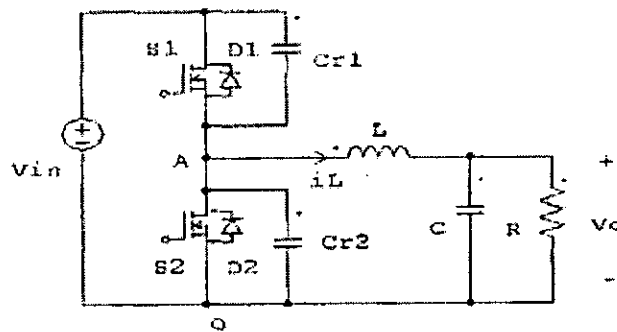
圖(3-18) N+1 並聯轉換器具有等效濾波器



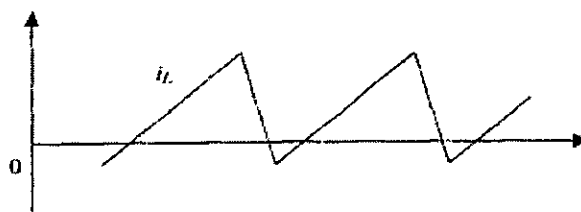
圖(3-19) N+1 並聯轉換器輸出等效電路拓樸

### 五、採用共鐵心架構新式零電壓切換降壓轉換器

切換式電源供應器廣泛的應用在工業界，為了達到更高的效率，則必需使用軟切換(Soft Switching)技術。最常見的有零電壓切換(ZVS)及零電流切換(ZCS)兩種模式。較新方式如諧振轉換器(QRCs-Quasi-resonant converters) [23]。如圖(3-20)所示為一零電壓諧振降壓轉換器。此轉換器的電感電流為雙向，波形如圖(3-21)所示。因此在輸出電感有很大的漣波電流，為了得到較小的輸出漣波電壓則必需用較大的輸出濾波電容，所以此架構儘適合低功率的應用。



圖(3-20) ZVRT Buck 轉換器

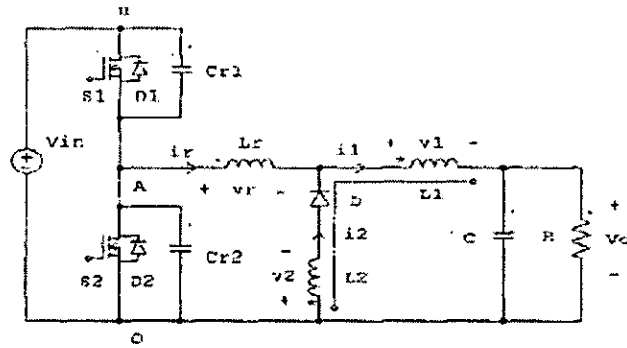


圖(3-21) 雙直接耦合電感器電流變化

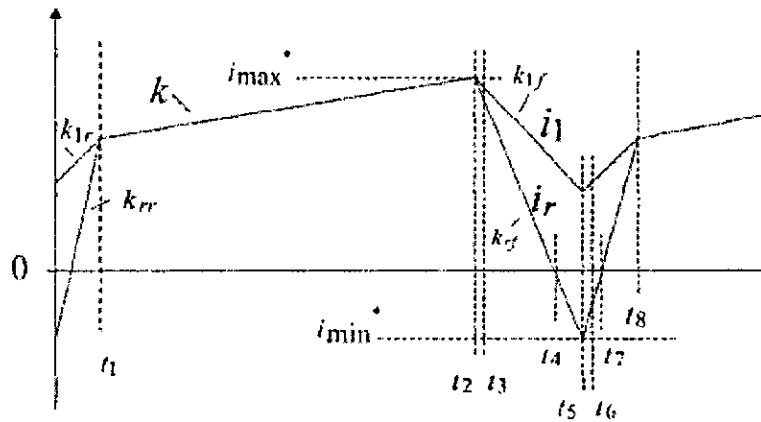
為了解決上述問題，而又要保有傳統PWM轉換器的優點。本節提出共鐵心之輸出電感的電路拓模。利用此方法使得在傳統的降壓型轉換器可有較小漣波且連續之輸出電感電流，在此同時也能滿足零電壓切換之操作。此型轉換器在負載變動或輸入電壓變化時仍能操作於定頻模式。主要



電路拓樸，如圖(3-22)所示，輸出電感電流波形，如圖(3-23)所示。



圖(3-22) ZVS Buck 轉換器使用耦合電感器架構



圖(3-23)  $i_r$  &  $i_1$  波形圖

## 第四章 研究方法與過程 3

### (探討磁性元件及共鐵心可能鐵心材質)

在材質選擇方面，我們選用 Philip 所提供的鐵心，並根據載於該公司使用者手冊中關於鐵心材質與鐵心形狀數據資料，做為我們使用軟體，分析不同材質鐵心在各種不同環境參數下的依據。以下是各種我們測試所使用的鐵心材質及其規格。

#### 一、模擬環境

- 1.環境溫度: 攝氏 50 度
- 2.輸入電壓: 110 Volt (rms)
- 3.輸入電力: 500 瓦
- 4.輸入切換頻率: 25KHz、50KHz、100KHz、250KHz、500KHz

#### 二、鐵心材質選用要求

##### 1.溫度

依據我們所設定的環境溫度(攝氏 50 度)，我們參考 Philip 的手冊中所提供的資料，我們得到 MnZn 材質(3 系列)以及 NiZn 材質(4 系列)在不同溫度下，該材質本身電阻值。我們將會利用此電阻值，做為模擬軟體設定材質參數時之參考。

TEMPERATURE (°C)	RESISTIVITY (Ωm)
-20	≈10
0	≈7
20	≈4
50	≈2
100	≈1

表(4-1)、溫度與 MnZn 電阻\*長度值對照表 [HB 2002 (Philip)]

表(4-1)為 MnZn 在不同溫度下的電阻\*長度值。根據表(4-1)，在攝氏 50 度的環境下，我們將 MnZn 材質(3 系列)的鐵心電阻值設定為『2 毫歐姆』。

TEMPERATURE (°C)	RESISTIVITY (Ωm)
0	≈5.10 <sup>7</sup>
20	≈10 <sup>7</sup>
60	≈10 <sup>6</sup>
100	≈10 <sup>5</sup>

表(4-2)、溫度與 NiZn 電阻\*長度值對照表 [HB 2002 (Philip)]

表(4-2)為 NiZn 在不同溫度下的電阻\*長度值。根據表(4.2)，在攝氏 50 度的環境下，我們將 NiZn(4 系列) 材質的鐵心電阻值一樣設定為『2 毫歐姆』。

## 2.功能

依據我們欲分析與實現小型 500W DC-to-DC converter，根據以下由 Philip 手冊所提供功能與材質對照，我們選出以下的材質來作進一步分析。以下是各種材質特點及操作範圍。

### (1)MnZn(3 系列)

#### a. 3C81

適用頻率範圍:<100KHz ; Loss Minimum 溫度—攝氏 60 度。

b. 3C91

適用頻率範圍:<300KHz ; Loss Minimum 溫度—攝氏 60 度。

c. 3C93

適用頻率範圍:<300KHz ; Loss Minimum 溫度—攝氏 140 度。

d. 3C94

適用頻率範圍:<400KHz ; 低 Loss 及高磁通密度。

e. 3F35

適用頻率範圍:<1000KHz ; 於 500KHz 左右，有非常低之磁漏。

(2)NiZn(4 系列)

f. 4F1

適用頻率範圍: 可達到 2MHz。

電阻值: 於我們設定的環境下，其電阻值為『1K 歐姆』。

### 三、選擇鐵心材質規格

(1)MnZn(3 系列)

a. 3C81

(a1) 各項模擬使用參數

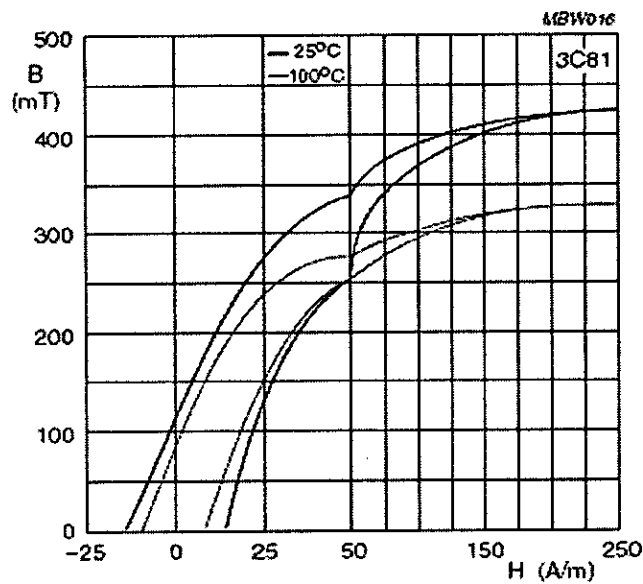
在下表(4-3)中參數，為在模擬分析中，作為材質規格設定標準用。

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	2700 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 $\pm 20\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\approx 420$ $\approx 330$	mT
$P_v$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\leq 185$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 1$	$\Omega\text{m}$
$T_c$		$\geq 210$	°C
density		$\approx 4800$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-3) 3C81 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

(a2) 3C81 磁滯曲線圖

圖(4-1)為 3C81 磁滯曲線，利用此曲線，我們可以分析在不同頻率下，磁飽和發生的程度以及其對電力轉換效果影響。



圖(4-1) 3C81 磁滯曲線 [HB 2002 (Philip)]

b. 3C91

(b1)各項模擬使用參數

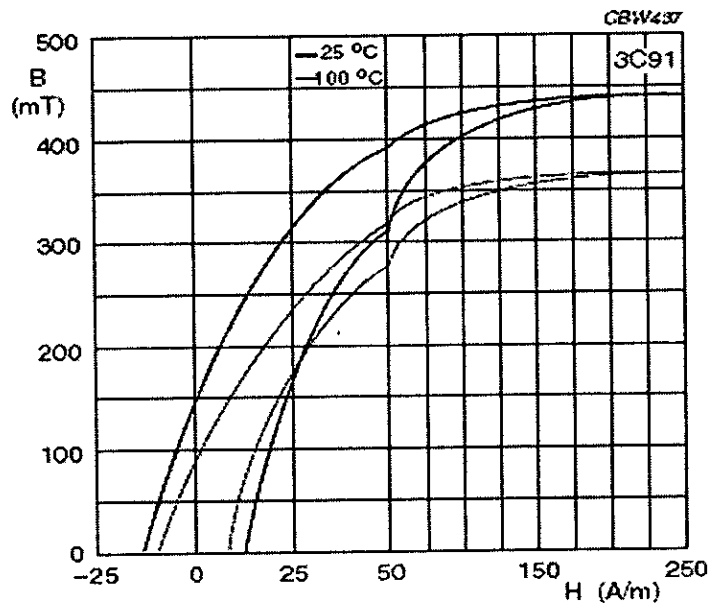
3C91 在模擬分析中，所採用之參數，可參閱表(4-4)。

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	3000 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 $\pm 25\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 430$	mT
	100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 330$	mT
$P_v$	60 °C; 100 kHz; 100 mT	$\leq 40$	kW/m <sup>3</sup>
	60 °C; 100 kHz; 200 mT	$\approx 300$	
$\rho$	DC, 25 °C	$\approx 5$	$\Omega\text{m}$
$T_c$		$\geq 220$	°C
density		$\approx 4800$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-4) 3C91 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

(b2) 3C91 磁滯曲線

3C91 磁滯曲線，如圖(4-2)所示，圖中曲線可提供在不同頻率下，磁飽和發生的程度以及其對電力轉換效果影響。



圖(4-2) 3C91 磁滯曲線 [HB 20002 (Philip)]

c. 3C93

(c1)各項模擬使用參數

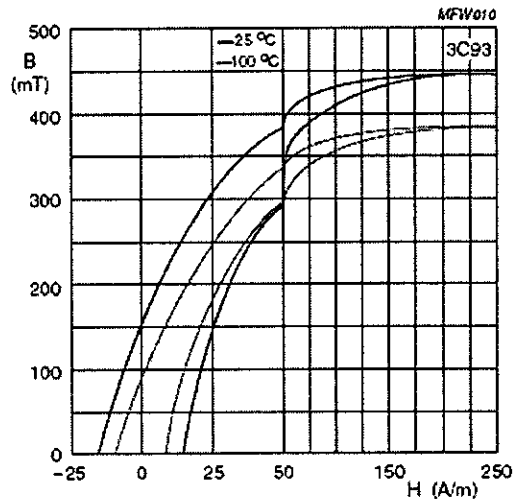
在模擬分析中，3C93 之材質規格選定，可參閱表(4-5)。

	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	1800 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 5000$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\approx 450$ $\approx 380$	mT
$P_v$	140 °C; 100 kHz; 100 mT 140 °C; 100 kHz; 200 mT 140 °C; 500 kHz; 50 mT	$\approx 50$ $\approx 350$ $\approx 300$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 5$	$\Omega\text{m}$
$T_c$		$\geq 240$	°C
density		$\approx 4800$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-5) 3C93 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

(b2) 3C93 磁滯曲線

圖(4-3)所示為 3C93 之磁滯曲線，對於磁飽和發生的程度及其對電力轉換效果影響，可運用在不同頻率下圖示中之曲線。



圖(4-3) 3C93 磁滯曲線 [HB 2002 (Philip)]

d. 3C94

(d1) 各項模擬使用參數。

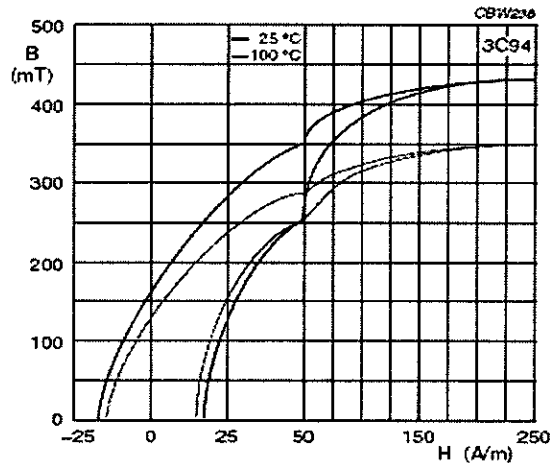
對於 3C94 材質，在模擬分析時，請參閱表(4-6)。

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	2300 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 $\pm 25\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 430$ $\geq 340$	mT
$P_v$	100 °C; 100 kHz; 100 mT 100 °C; 100 kHz; 200 mT	$\leq 60$ $\leq 400$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC, 25 °C	$\approx 5$	$\Omega\text{m}$
$T_c$		$\geq 220$	°C
density		$\approx 4800$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-6) 3C94 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

(d2) 3C94 磁滯曲線

3C94 磁滯曲線為圖(4-4)，在不同頻率下，運用此曲線，可分析，磁飽和發生的程度及其對電力轉換效果影響。



圖(4-4) 3C94 磁滯曲線 [HB 2002 (Philip)]

e. 3F35

(e1) 各項模擬使用參數

表 (4-7) 中參數，為 3F35 在模擬分析時，可資運用之參數。

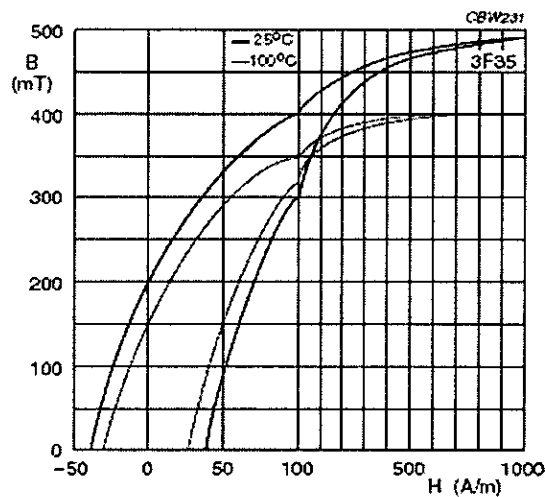


	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	1400 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 2400$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\approx 450$ $\approx 370$	mT
$P_v$	100 °C; 400 kHz; 50 mT 100 °C; 500 kHz; 50 mT 100 °C; 500 kHz; 100 mT	$\approx 60$ $\approx 90$ $\approx 700$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 10$	$\Omega\text{m}$
$T_c$		$\geq 240$	°C
density		$\approx 4750$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-7) 3F35 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

(e2) 3F35 磁滯曲線

3F35 可資運用之磁滯曲線，為圖(4-5)，利用此曲線，可分析不同頻率下，磁飽和發生的程度及其對電力轉換效果影響。



圖(4-5) 3F35 磁滯曲線 [HB 2002 (Philip)]

(2) NiZn(4 系列)

f. 4F1

(f1)各項模擬使用參數

在模擬分析中，4F1 之材質規格選定，可參閱表(4-8)。

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	$\approx 80$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 300$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 50$ $\geq 100$	mT
$P_V$	100 °C; 3 MHz; 10 mT 100 °C; 10 MHz; 5 mT	$\leq 200$ $\leq 200$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 10^5$	$\Omega m$
$T_C$		$\geq 260$	°C
density		$\approx 4600$	kg/m <sup>3</sup>

表(4-8) 4F1 各項模擬使用參數 [HB 2002 (Philip)]

## (f2) 4F1 磁滯曲線

4F1 磁滯曲線為圖(4-6)，在不同頻率下，運用此曲線，可分析，磁飽和發生的程度及其對電力轉換效果影響。

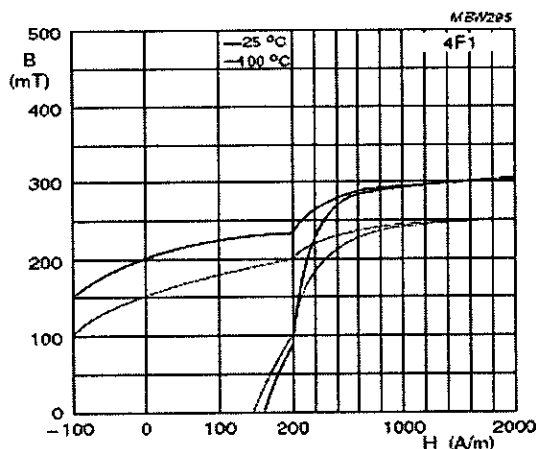


圖 (4-6) 4F1 磁滯曲線 [HB 2002 (Philip)]

由以上各種材質磁滯曲線，我們可以發現以下幾點預測：

- (1) 4F1 其磁飽和僅有 300(mT) 是所有材質中最低的。所以我們可以預測其在模擬分析時，應會有較多的磁漏以及較低的電力傳輸率。
- (2) 3F35 其磁飽和有 500(mT)，在所有材質中是最高的。所以我們可以推測其於模擬分析時，應會有較佳電力傳輸率。

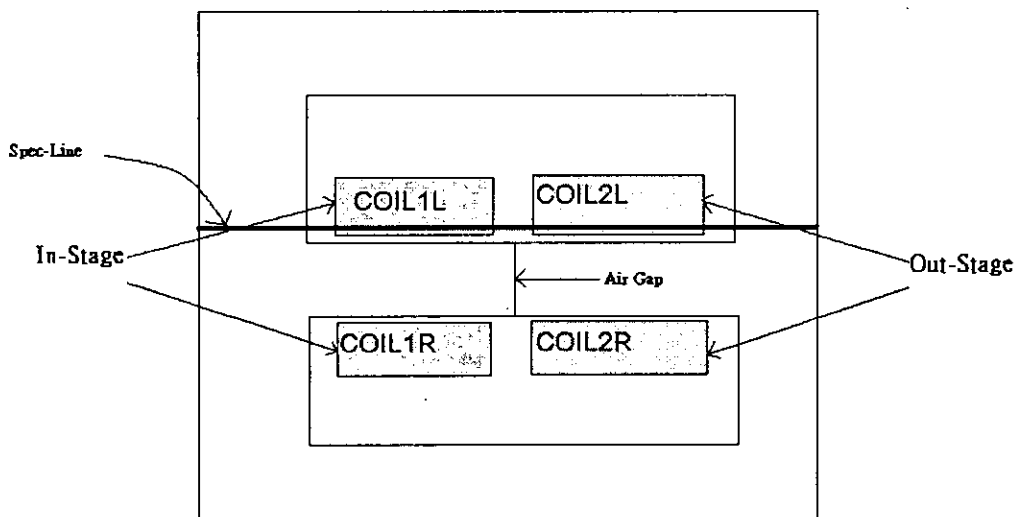
(3)3 系列之材料，其磁滯曲線之  $B_r$  較小，且其磁滯曲線所包含之面積非常小。所以我們可以預估其於模擬分析時，在我們所設定的環境參數下，不同的頻率對電力傳輸率影響不會太大，且會有較 4 系列佳電力傳輸率。

#### 四、鐵心材質分析結果

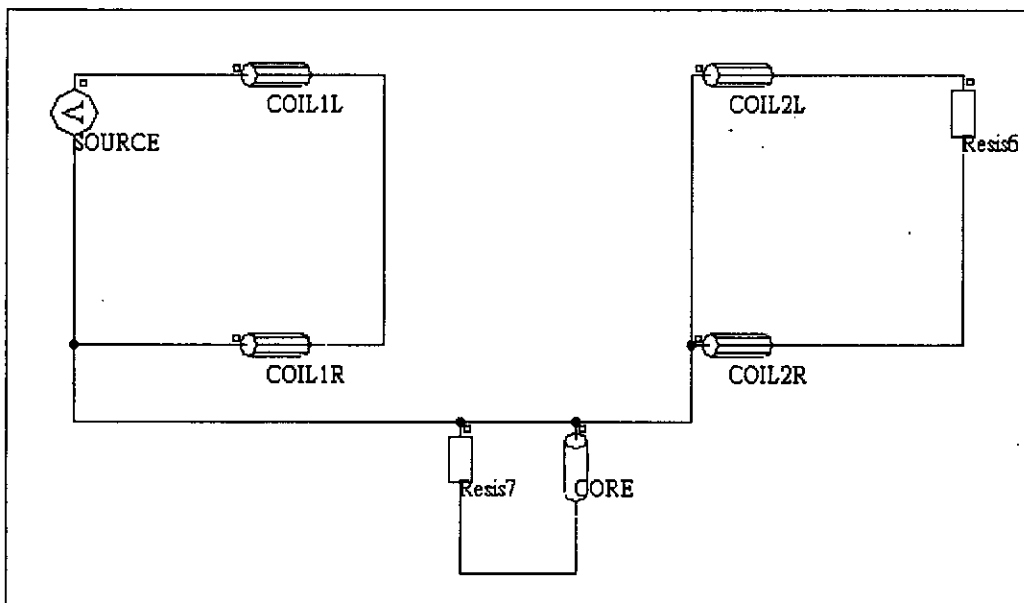
此部份，我們針對在 E65 的鐵心中，不同材質電力轉換率之間的差異來做分析。

首先，我們一樣使用上述之軟體，依據 Philip 手冊中供應的材料參數，來製作一個樣本，此樣本包含 Philip 所提供之磁滯曲線、電阻值。接著將此材質指定給結構。

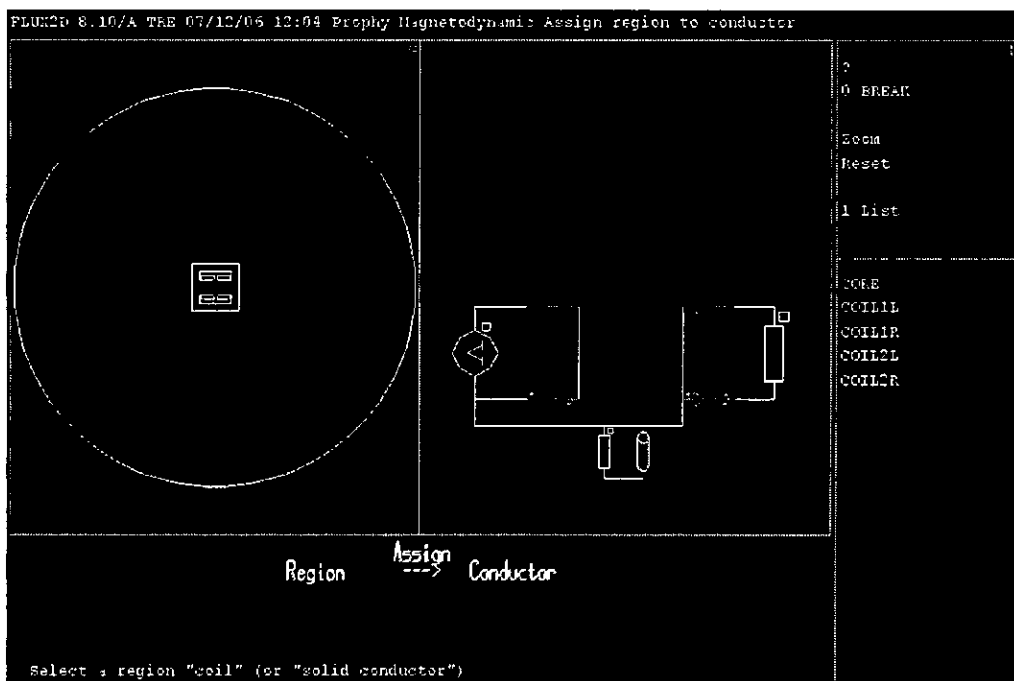
如圖(4-7)中之 Core 部份，並將一次側之線圈 Coil 1L、Coil 1R 指定給模擬電路圖(4-8) Coil 1L、Coil 1R；將二次側線圈 Coil 2L、Coil 2R 指定給模擬電路 Coil 2L、Coil 2R。此即完成樣本材質、鐵心與電路配置。



圖(4-7) E65 實驗結構圖



圖(4-8) E65 模擬電路



圖(4-9) 各區域指定模擬電路

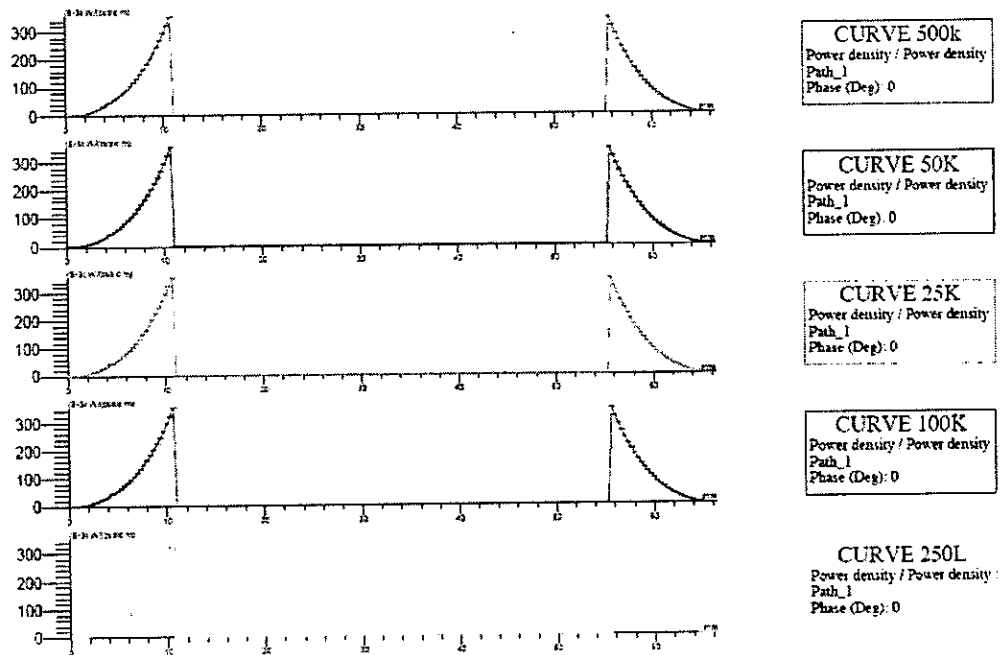
接著我們利用上述軟體所提供之 Solve 以及 Analyze 功能，對 25K、

50K、100K、250K、500K 這五種不同的切換頻率，計算一次側與二次側之間電力轉換率；而圖(4-7)紅線為我們分析的路徑。

以下為各種材質，針對其在不同頻率下，電力轉換率分析。

a. 3C81

圖(4-10)為 3C81 在我們指定分析的五種頻率下，電力密度分布圖。由右側電力密度與左側之電力密度相除，可得到電力轉換率百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。



圖(4-10) 3C81 在不同頻率下電力密度分布

下表(4-9)為我們根據圖(4-10)中各種不同頻率下電力密度分布，所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	97.36
50K	97.36
100K	97.36

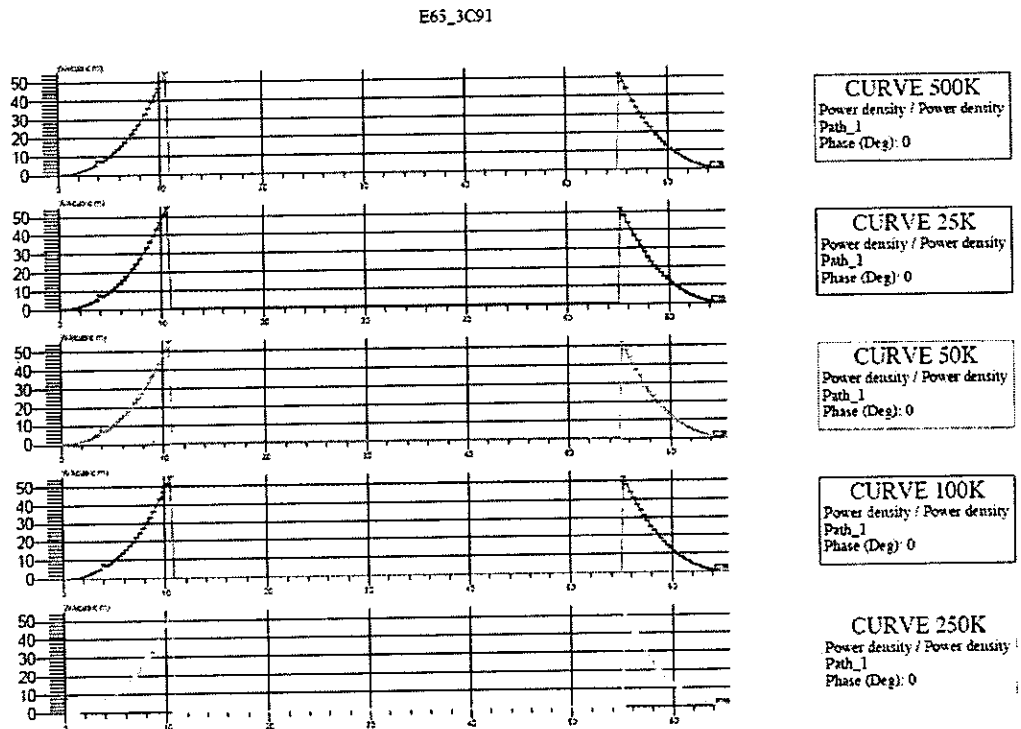
250K	97.36
500K	97.36

表(4-9) 3C81 電力轉換率

由以上結果，可以得到 3C81 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 97.36%。

b. 3C91

3C91 在我們指定分析的五種頻率下，電力密度分布圖，如圖(4-11)。由右側之電力密度與左側電力密度相除，可得到電力轉換率百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。



圖(4-11) 3C91 在不同頻率下電力密度分布

根據圖 (4-11) 中各種不同頻率下電力密度分布，表 (4-10) 為所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	93.99
50K	93.99

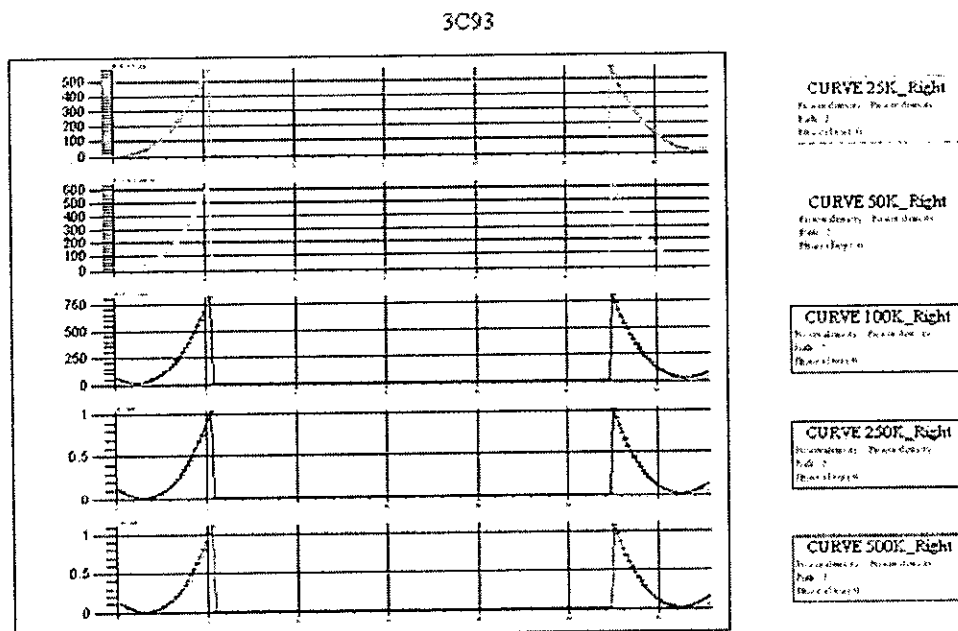
100K	93.99
250K	93.99
500K	93.99

表(4-10) 3C91 電力轉換率

由以上結果，可以得到 3C91 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 93.99%。

c. 3C93

對於 3C93 在指定分析的五種頻率下，其電力密度分布圖，如圖 (4-12)。由右側電力密度與左側電力密度相除，可得到電力轉換率之百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。



圖(4-12) 3C93 在不同頻率下電力密度分布

圖 (4-12) 在各種不同頻率下電力密度分布，如表 (4-11) 其所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	98.82

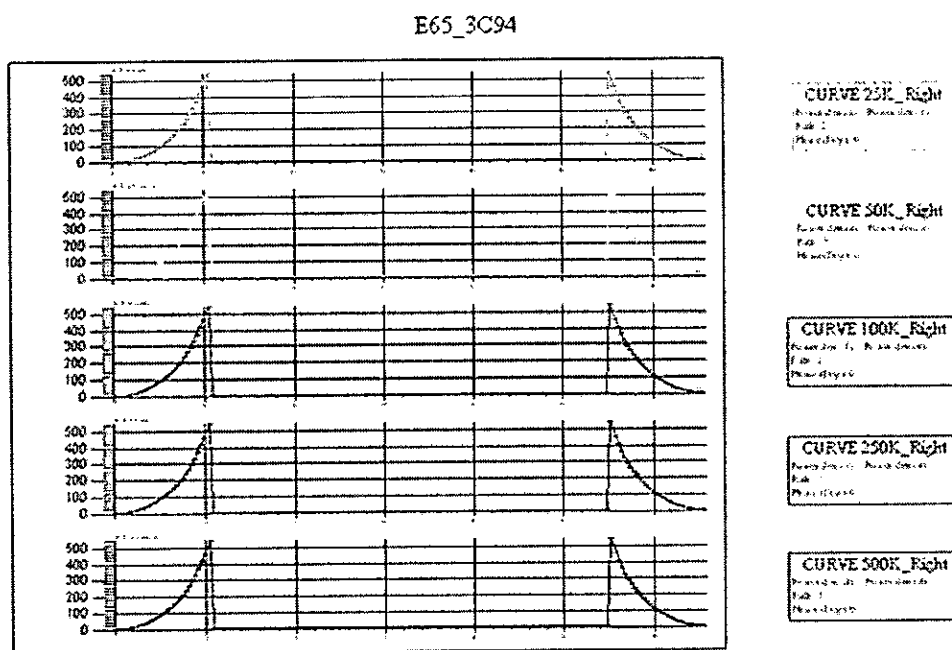
50K	98.82
100K	98.82
250K	98.82
500K	98.82

表 (4-11) 3C93 電力轉換率

由以上結果，可以得到 3C93 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 98.82%。

d. 3C94

圖 (4-13) 在指定分析的五種頻率下，3C94 電力密度分布圖。由右側電力密度與左側之電力密度相除，可得到電力轉換率之百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。



圖(4-13) 3C94 在不同頻率下電力密度分布

為我們依據圖 (4-13) 中不同頻率下電力密度分布，如表 (4-12) 所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	98.99
50K	98.99



100K	98.99
250K	98.99
500K	98.99

表(4-12) 3C94 電力轉換率

由以上結果，可以得到 3C94 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 98.99%。

e. 3F35

為 3F35 在我們指定分析的五種頻率下，電力密度之分布圖，如圖 (4-14)。由右側電力密度與左側電力密度相除，可得到電力轉換率之百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。

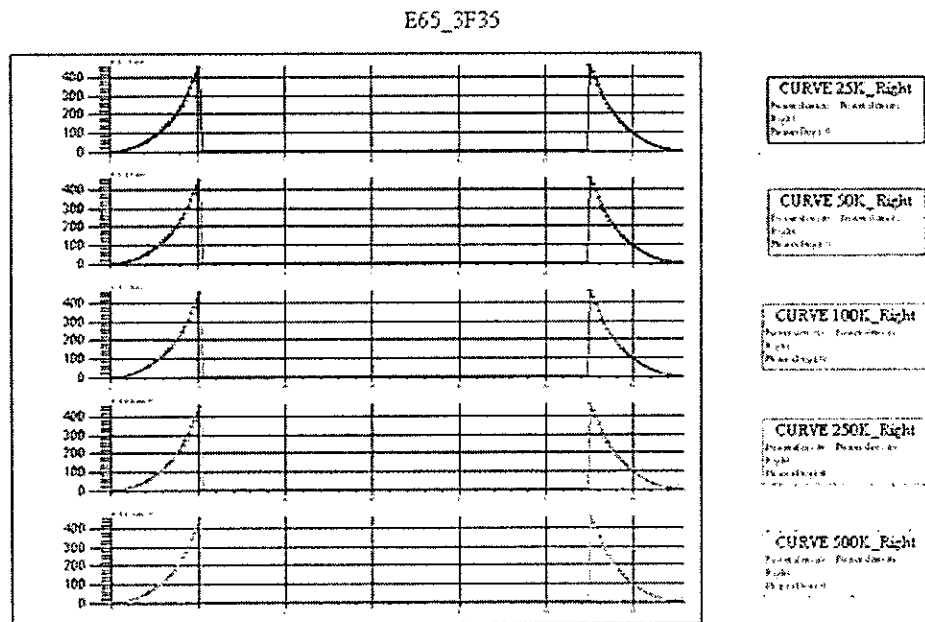


圖 (4-14) 3F35 在不同頻率下電力密度分布

表 (4-13) 為我們根據圖 (4-14) 中在指定分析頻率下，3F35 電力密度分布，所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	98.34
50K	98.34
100K	98.34

250K	98.34
500K	98.34

表 (4-13) 3F35 電力轉換率

f. 由以上結果，可以得到 3F35 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 98.34%。

g. 4F1

為 4F1 在分析的五種頻率下，其電力密度之分布圖，如圖圖 (4-15)。

由右側電力密度與左側電力密度相除，可得到電力轉換率百分比，依照百分比，我們可以判斷此材質在各種頻率下電力轉換率。

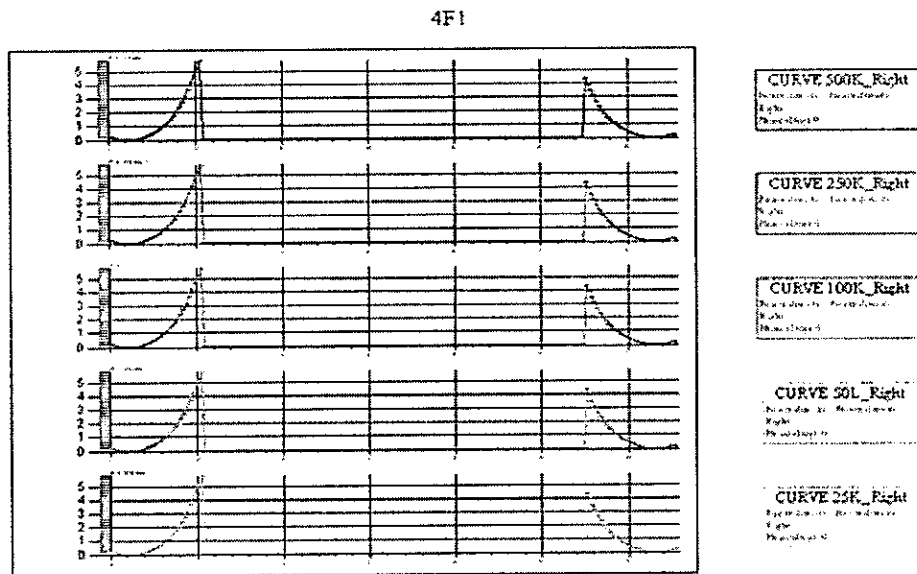


圖 (4-15) 4F1 在不同頻率下電力密度分布

表 (4-14) 為我們根據圖 (4-15) 中各分析頻率下電力密度分布，所算出的電力轉換率。

頻率	電力轉換率 (%)
25K	79.12
50K	79.12
100K	79.12
250K	79.12
500K	79.12

表 (4-14) 4F1 電力轉換率

由以上結果，可以得到 4F1 在 E65 鐵心中，其在小於切換頻率 500KHz 情形下，電力轉換率為 79.12%。

從以上的結果，我們可以發現，4F1 的電力轉換率僅有 79.12%。而一般對用於 DC-DC Converter 之鐵心要求，希望至少能有 90% 以上之轉換率，所以 4F1 在 E65 的鐵心中，並不合於我們的要求。

表 (4-15) 是針對 E65 使用不同的材質電力轉換率，紅色的部份是我們覺得效能較差，將不會運用在電路實現的材質。

鐵芯材質	電力轉換率
3C81	97.36%
3C91	93.99%
3C93	98.82%
3C94	98.99%
3F35	98.34%
4F1	79.12%

表 (4-15) 不同材質在 E65 鐵心電力轉換率

## 第五章 研究方法與過程 4

### (探討鐵心形狀對磁性元件共鐵心磁性效應評估)

在鐵心材質形狀選擇方面，我們亦選用 Philip 所提供的鐵心，並根據載於該公司使用者手冊中關於鐵心材質與鐵心形狀之數據資料，做為我們使用軟體，分析不同材質鐵心在各種不同環境參數下的依據。以下是各種我們測試所使用的鐵心形狀以及其規格。

#### 一、形狀選用需求

現今用於 Translator 以及 Converter 鐵心，有各種形式，例如 U-I Core、E-I Core 以及環形鐵心等。如何選出一個適當形狀鐵心，將會決定此電路的效率以及穩定性。

在 Philip 提供的鐵心中，其提供包括 E Cores、Planar E Cores、EFD Cores、ER Cores、U Cores、RM Cores、EP Cores、P Cores、Ring Cores 等規格鐵心。而我們根據其所提供『不同形式鐵心與其適用電力傳輸』，如下表(5-1)，將針對我們所需規格，來選出較適合鐵心做模擬分析。

POWER RANGE (W)	CORE TYPE
< 5	RM4; P11/7; T14; EF13; U10
5 to 10	RM5; P14/8
10 to 20	RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15
20 to 50	RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20
50 to 100	ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25
100 to 200	ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T56; U25; U30; E42; EFD30
200 to 500	ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U37
> 500	E65; EC70; U93; U100

表(5-1) 各種形式鐵心與其適用之電力傳輸 [HB 2002 (Philip)]

因為我們目前主要是分析 500W DC-DC Converter，所以在選擇鐵心形狀上，我們以 500 瓦作為一個標準。另外，考慮到未來此電路可能會運用到更高瓦數的系統，我們將選擇的標準設定為大於 500 瓦，以因應未來需求。

因此，我們選擇 Philip 推薦用於傳輸電力大於 500 瓦之鐵心，E65 及 U93 作為我們這次模擬分析的兩個主要形狀。

## 二、選取鐵心外觀規格

### a. E65

#### (a1) Effective Core Parameters

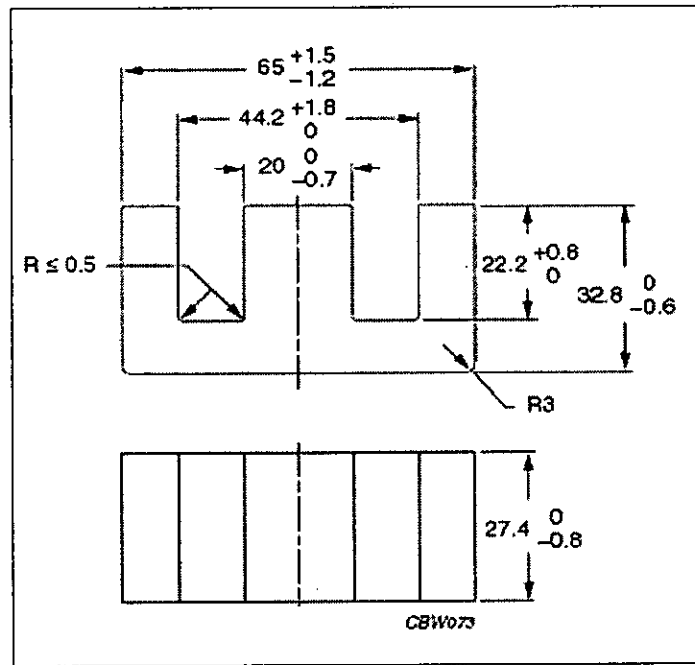
表(5-2)為 E65 有效硬體參數。

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.274	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	79000	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	147	mm
$A_e$	effective area	540	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	530	mm <sup>2</sup>
m	mass of core half	≈205	g

表(5-2) E65 Effective Core Parameters [HIB 2002 ( Philip)]

#### (a2) E65 外觀規格

圖(5-1)標示 E65 Core 各部位長度，根據此規格，我們可以在模擬軟體中建構出 E65 Core，並以此來作模擬分析。



圖(5-1) E65 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]

b. U93

(b1) Effective Core Parameters

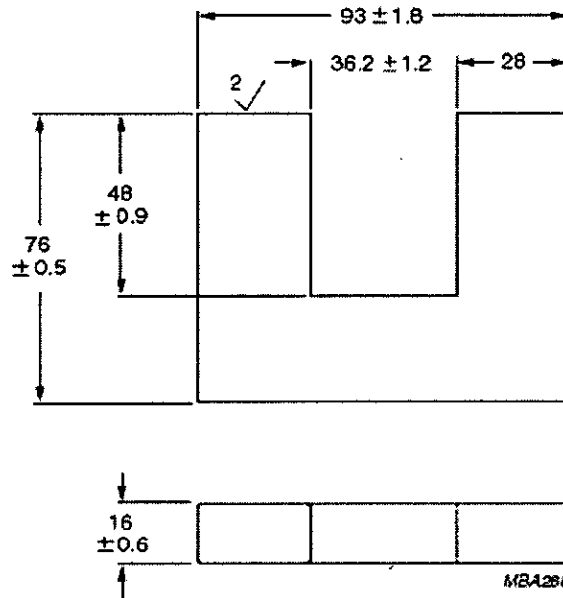
表(5-3)為 U93 有效硬體參數。

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.790	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	159000	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	354	mm
$A_e$	effective area	448	mm <sup>2</sup>
m	mass of core half	≈ 400	g

表(5-3) U93 Effective Core Parameters [HB 2002 (Philip)]

(b2) U93 外觀規格

圖(5-2)標示 U93 Core 各部位長度，根據此規格，我們可以在模擬軟體中建構出 U93 Core，並以此來作模擬分析。



圖(5-2) U93 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]

c. I93

I93 是與 U93 搭配，作為 U-I Core 之 I 型鐵心。

(c1) Effective Core Parameters

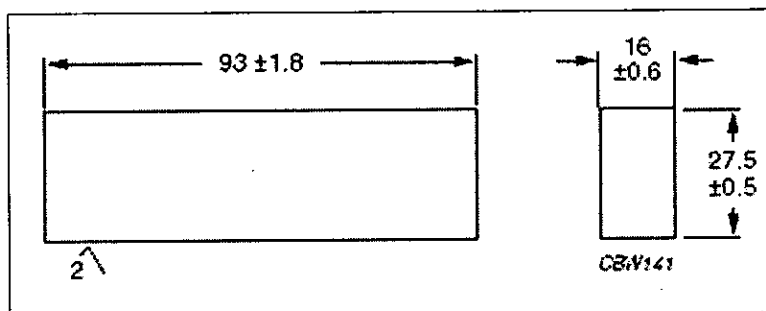
表(5-4)為 I93 有效硬體參數。

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.576	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	115000	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	258	mm
$A_e$	effective area	447	$\text{mm}^2$
m	mass of core	$\approx 200$	g

表(5-4) I93 Effective Core Parameters [HB 2002 (Philip)]

(c2) I93 外觀規格

圖(5-3)標示 I93 Core 各部位長度，根據此規格，我們可以在模擬軟體中建構出 I93 Core，並以此來作模擬分析。



圖(5-3) I93 外觀規格 [HB 2002 (Philip)]

### 三、鐵心形狀分析結果

我們對相同材質，在不同形狀鐵心中，所能達到的電力轉換率做為主要分析需求。

首先，根據圖(5-1)在分析軟體中，建構 E65 結構圖(5-4)；及根據圖(5-2)在分析軟體中，建構 U93 之結構圖(5-5)。

再指定各個部份所用材質，並將一次側線圈 Coil 1R、Coil 1L 指定給模擬電路圖(5-6)Coil 1R、Coil 1L；將二次側線圈 Coil 2L、Coil 2R 指定給模擬電路 Coil 2L、Coil 2R。此即完成材質、鐵心與電路之配置。

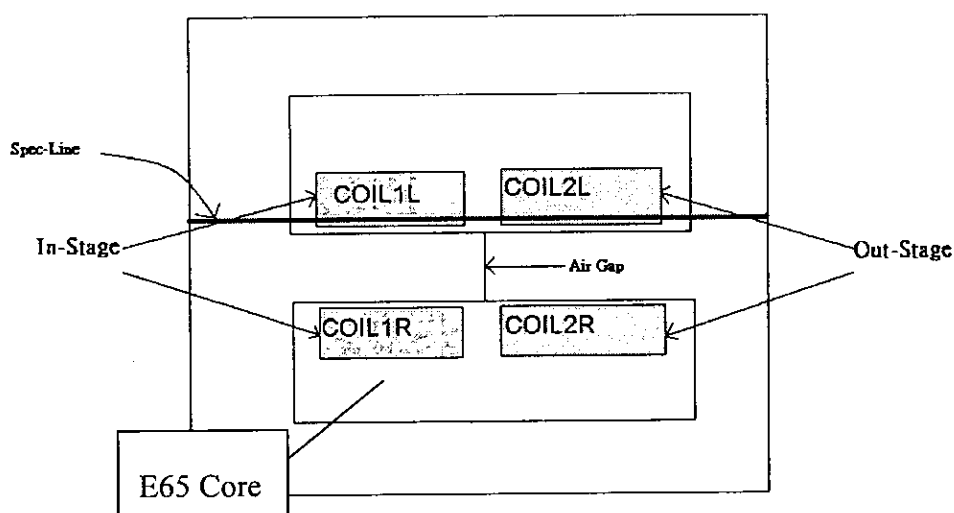


圖 (5-4) E65 結構圖



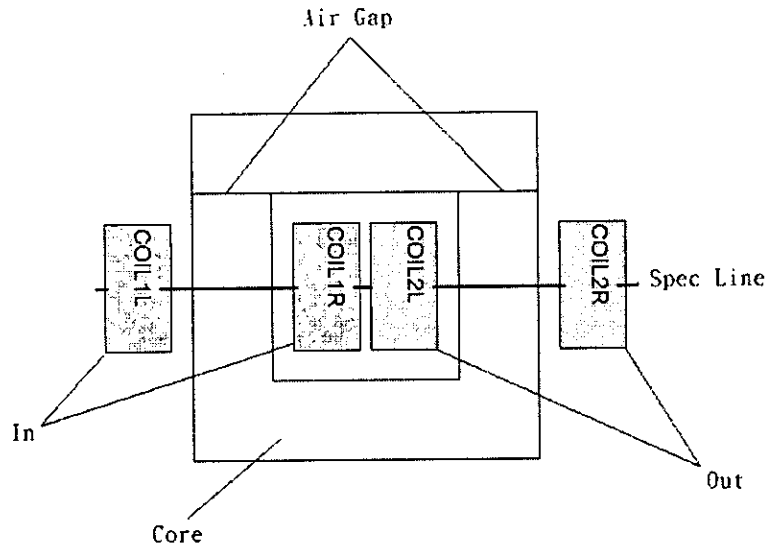


圖 (5-5) U93 結構圖

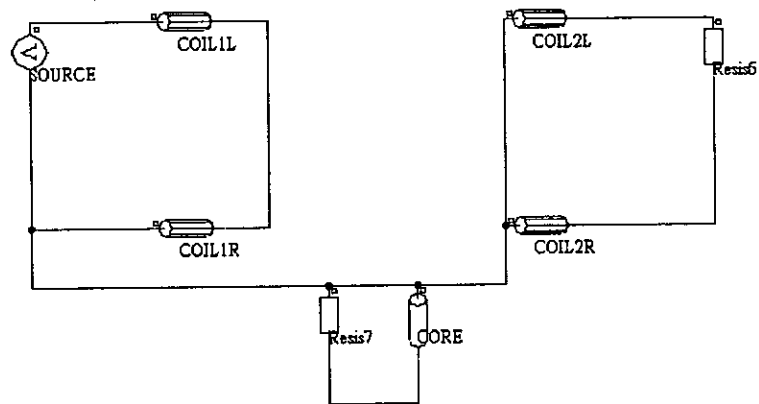


圖 (5-6) 模擬電路

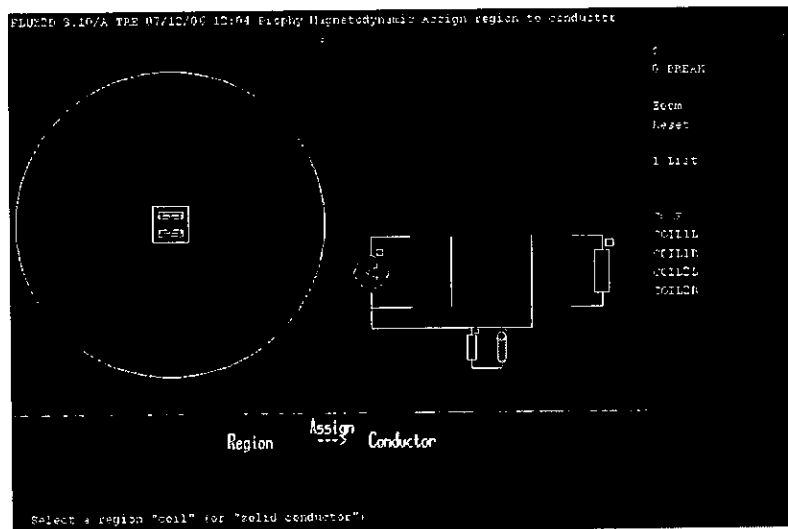
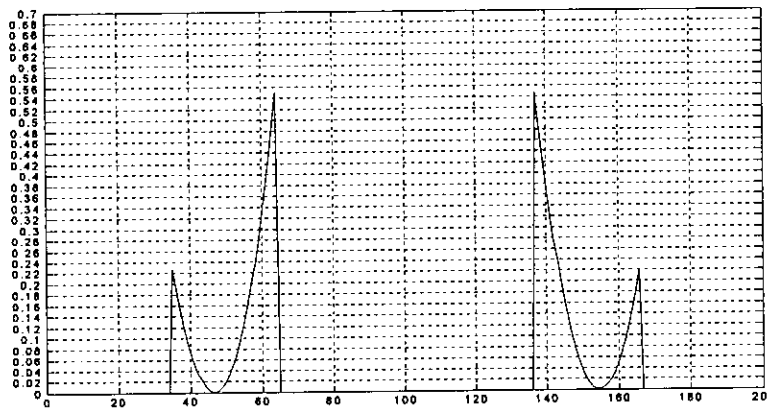


圖 (5-7) 將各區域指定給模擬電路

利用上面所建立鐵心材質及結構，我們可用模擬軟體分析功能，針對

相同材質，在不同形狀的鐵心中可提供的電力轉換率，來做分析及比較。再與所作材質分析做比較，歸納出在我們所要求的環境中，電力轉換率最高的三個材質與形狀鐵心組合。

利用電力密度分布，將右側最大電力密度除以左側最大電力密度，我們可以算得電力轉換率。例如，圖 (5-8)，為鐵心材質 3F35 在 U93 於 100KHz 時，所得到電力密度分布圖，電力轉換率為  $53/55 * 100\% = 99.46\%$ 。



圖(5-8) U93 用 3F35 作為材質在 100KHz 密度分布

表(5-5)是 U93 在不同材質時，利用上述之方法所得到的電力轉換率。從此表可以發現，4F1 的電力轉換率是最低的，此結果與上章節中的所獲得結果一致的。

U93	Rate
3C81	93.47%
3C91	93.97%
3C93	95.67%
3C94	93.75%
3F35	99.46%
4F1	86.56%

表(5-5) U93 在不同材質得到的電力轉換率

參考表(4-15) E65 的電力轉換率與表(5-5) U93 的電力轉換率，我們整理出表(5-6)。在表(5-6)中，電力轉換率低於 96%的組合，我們用紅色標示出來。

E65	Rate	U93	Rate
3C81	97.36%	3C81	93.47%
3C91	93.99%	3C91	93.97%
3C93	98.82%	3C93	95.67%
3C94	98.99%	3C94	93.75%
3F35	98.34%	3F35	99.46%
4F1	79.12%	4F1	86.56%

表(5-6) E65 與 U93 在不同材質下電力轉換率比較

依表(5-6)，我們可以得到下列的結果：

1. E65 使用 3C81 的材質所得到的電力轉換率較 U93 使用 3C81 時所得到的電力轉換率高 4%
2. E65 使用 3C93 的材質所得到的電力轉換率較 U93 使用 3C93 時所得到的電力轉換率高 3%
3. E65 使用 3C94 的材質所得到的電力轉換率較 U93 使用 3C94 時所得到的電力轉換率高 6%
4. E65 使用 3F35 的材質所得到的電力轉換率較 U93 使用 3F35 時所得到的電力轉換率低 1%
5. 根據我們篩選的標準，U93 僅有在使用 3F35 的材質時，可以符合我們電力轉換率大於 96%的要求

## 五、初步結論

根據形狀及材質兩部份所做出分析，我們可以得到下列幾點結果：

1. 在使用相同的形狀時，E65 可以與較多不同的材質搭配出適合我們要求的組合：四組 E65 的組合電力轉換率高於 96%；僅有一組 U93 組合電力轉換率高於 96%。
2. E65 於在使用 3F35 材質時，雖然其電力轉換率較 U93 使用 3F35 材質時低，但兩者間之差距僅有 1%，如果與全部的搭配相比，這樣的些微差距可以看成兩種搭配的效果是類似。
3. 不同的材質使用於相同的形狀鐵心時，其電力轉換率如下：  
 $3F35 > 3C93 > 3C81, 3C91 > 4F1$

整體來說，3 系列材質搭配 E65 的鐵心，是可以符合我們的要求的。

## 第六章 研究方法與過程5

### (探討直流轉換器磁性元件共鐵心可行性與電路拓樸關係)

#### 一、直流對直流轉換器基本原理

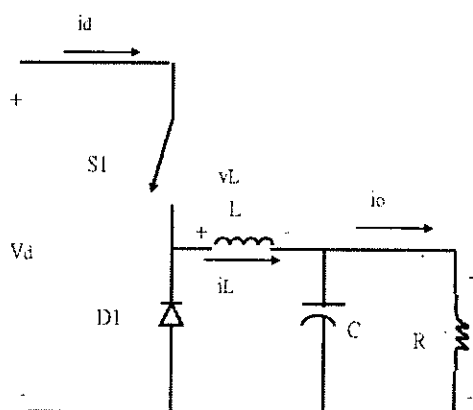
直流對直流轉換器(包括升壓型(boost)轉換器、降壓型(buck)轉換器及升降壓型轉換器(buck-boost))，在電路拓樸上，可以瞭解其磁性元件重要性，如何將其與隔離變壓器結合，達到高效率、低成本功能為本案重要工作之一。

目前，針對上述三種電路，分別說明及提供相關論述，進而進入實驗模擬階度，期望以小型模擬、實驗進而實務驗證達到功能化目的。

下列章節逐一說明三種直流對直流轉換器如何達成其功能。

#### 1、直流降壓式轉換器

直流降壓式轉換器，為一種將直流高位準輸入電位轉換為直流低位準輸出電位設施，其電路架構圖，如圖(6-1)所示。

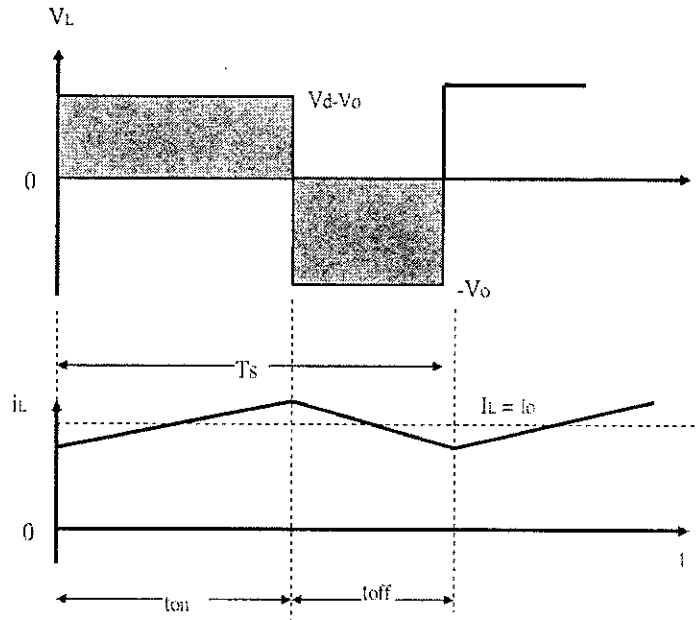


圖(6-1) 直流降壓式轉換器

由圖(6-1)可知，此電路架構係提供一電阻性負載之轉換器。當S1導通時，D1因逆偏而截止，能量由輸入端經電感器傳輸到負載；當S1不導通

時，D1 因順偏， $i_L$  經 D1 將電感所儲存之能量傳送到負載，其平均負載輸出電壓為：

$$V_o = 1/T_s \int V_o(t) dt = t_{on}/T_s V_d = DV_d \quad (6-1)$$



圖(6-2) 直流降壓式轉換器波形圖

圖(6-2)所示，為  $i_L$  連續運轉時波形，當 S1 導通時， $i_L$  呈現上升之現象；當 S1 不導通時， $i_L$  因能量轉移，呈現下降之現象。電感電壓在整體運轉過程中，處於儲能及能量轉換之運轉週期中，其一週期之平均電壓為 0，可了解正半週與負半週相加為 0，進而為彼此間之面積相等所致，故可得下列方程式(6.2)至(6.3)。

$$(V_d - V_o) * t_{on} = V_o * (T_s - t_{off}) \quad (6.2)$$

$$D = t_{on}/T_s = V_o/V_d \quad (6.3)$$

方程式(6.2)表示對於固定輸入電位，其輸出電位與開關間之關係為責任周期成正比。

由輸入功率等於輸出功率，我們可得知：

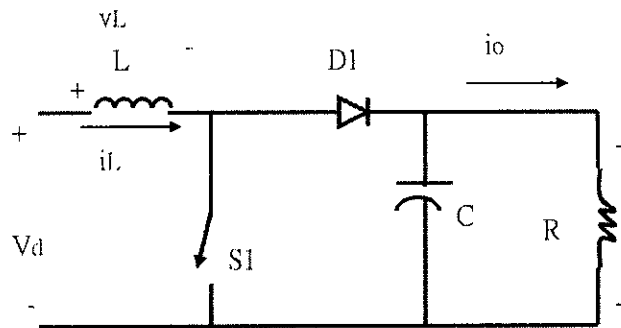
$$V_d * I_d = V_o * I_o \quad (6.4)$$

$$D = I_d / I_o = V_o / V_d \quad (6.5)$$

在上述方程式中， $V_o$  為負載輸出電位， $T_s$  為開關切換週期， $t_{on}$  為開關導通時間， $t_{off}$  為開關截止時間， $V_d$  為輸入電位， $D$  為開關切換責任週期， $i_L$  為電感器上之電流， $I_d$  為輸入電流及  $I_o$  為負載輸出電流。

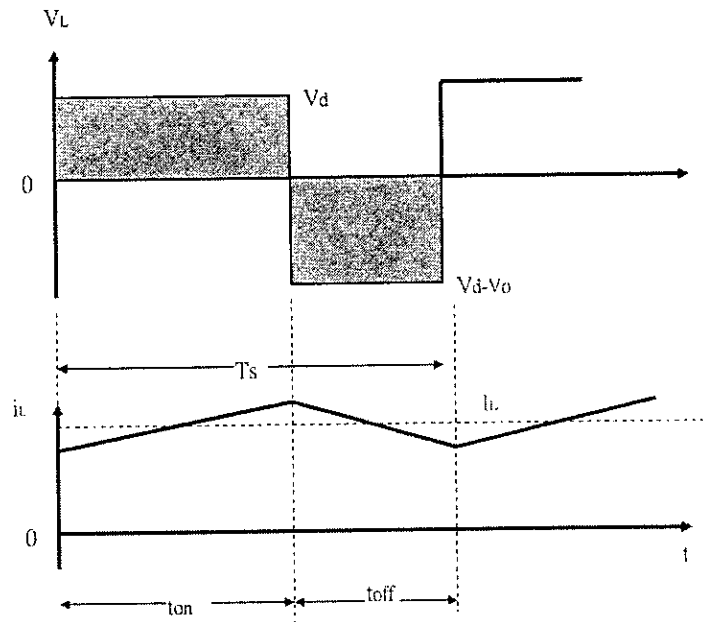
## 2、直流升壓式轉換器

直流升壓式轉換器，為一種將直流低位準輸入電位轉換為直流高位準輸出電位設施，其電路架構圖，如圖(6.3)所示。



圖(6-3) 直流升壓式轉換器

圖(6-3)可知，此電路架構係提供電阻性負載轉換器。當  $S1$  導通時， $D1$  因逆偏而截止，電源由輸入端經電感， $S1$  後回電源端，將能量儲存於電感器上，而負載端所需要之電能來自於電容器。當  $S1$  不導通時，負載側所需要之電能，來自於電感器中儲能與輸入端之電能， $D1$  因順偏， $i_L$  經  $D1$  將電感所儲存能量傳送到負載。



圖(6-4) 直流升壓式轉換器波形圖

圖(6-4)所示，為  $i_L$  連續運轉時之波形，當 S1 導通時， $i_L$  呈現上升現象；當 S1 不導通時， $i_L$  因能量之轉移，呈現下降現象。電感電壓在整體運轉過程中，處於儲能及能量轉換之運轉週期中，其一週期平均電壓為 0，可了解正半週與負半週相加為 0，故可得下列方程式(6.6)

$$(V_d - V_o) * t_{off} + V_d * t_{on} = 0 \quad (6.6)$$

將方程式(6.6)重新整理可得知：

$$V_o / V_d = T_s / t_{off} = 1 / (1 - D) \quad (6.7)$$

由輸入功率等於輸出功率，我們可得知：

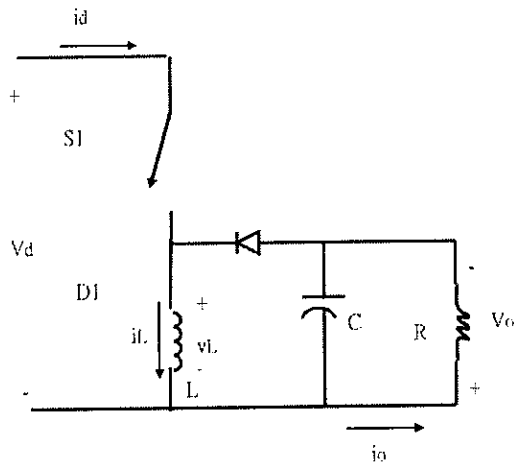
$$V_d * I_d = V_o * I_o \quad (6.8)$$

$$I_d / I_o = V_o / V_d = 1 / (1 - D) \quad (6.9)$$

### 3、直流升降壓式轉換器

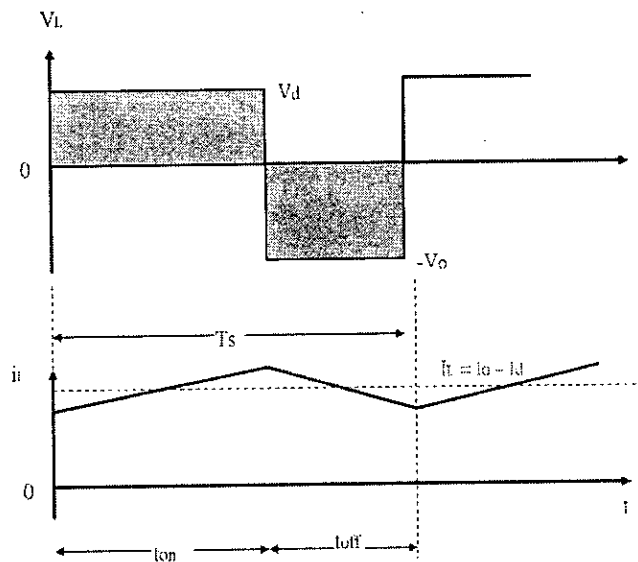
直流升降壓式轉換器，為一種將降壓式轉換器與升壓式轉換器相互結合直流轉換器，其電路架構圖，如圖(6.5)所示。





圖(6.5) 直流升降壓式轉換器

圖(6.5)可知，此電路架構係提供一電阻性負載轉換器。當 S1 導通時，D1 因逆偏而截止，電源由輸入端經電感器後回電源端，將能量儲存於電感器上。當 S1 不導通時，負載側所需要之電能，來自於電感器中儲能移轉。



圖(6.6) 直流升降壓式轉換器波形圖

圖(6.6)所示，為  $i_L$  連續運轉時波形，當 S1 導通時， $i_L$  呈現上升之現象；當 S1 不導通時， $i_L$  因能量之轉移，呈現下降現象。電感電壓在整體運轉過程中，處於儲能及能量轉換之運轉週期中，其一週期平均電壓為 0，可瞭

解正半週與負半週相加為0，故可得下列方程式(6.9)。

$$V_d * D * T_s + (-V_o) * (1-D) * T_s = 0 \quad (6.10)$$

將方程式(6.10)重新整理可知，

$$V_o/V_d = D/1-D \quad (6.11)$$

由輸入功率等於輸出功率，我們可得知：

$$V_d * I_d = V_o * I_o \quad (6.12)$$

$$I_d / I_o = V_o/V_d = D/1-D \quad (6.13)$$

## 二、直流轉換器鐵心共構磁路分析

單級升壓推挽式轉換器的磁通電路，因此而產生較好的輸入電流波形，使用一般的技術來設計並修飾它的連波大小，在此之前的敘述已經提到，在這個章節裡，一個比較新穎的鐵心共構的方法將被提出。

分散式的轉換器磁性元件，首先被設計來使它能夠正常地操作並且擁有良好性能。接著鐵心共構的方法將被提出，並且被使用來有系統且有效率地找出磁通參數。這個開發完成的轉換器性能，將被一些模擬及測量結果所驗證。

變壓器和濾波器電感，在升壓推挽式轉換器內，可以被整合到一個共同鐵心。其磁路分析如第二章第二節所述。

三、直流轉換器鐵心共構拓樸電路分析：直流轉換器鐵心共構拓樸電路分析，如第三章第四節所述。



## 第七章 研究方法與過程 6

### (建立系統磁路模擬模式)

本章的目的，在於利用 Flux 2D 軟體模擬兩種形式的鐵心(包括 UI 及 EI 鐵心)，分別在以下兩種分析模式下，分析通過其二次側線圈、電抗器線圈的磁力線大小及分布情形與因應此兩種模式參數變化，而產生的電感值變化。

由於鐵心材質不同，影響變壓器及電抗器效率甚鉅，本次模擬分析將採用 Philip 3C94 鐵心材質，分別針對 UI 鐵心及 EI 鐵心實施軟體模擬分析。

#### 模式一：(模擬一至模擬四)

固定電抗器的繞線匝數為 4 匝，改變鐵心上的氣隙大小，對兩種形式的鐵心，分析其不同氣隙大小時，在二次側線圈及電抗器上所產生的磁力線變化以及電感值變化。氣隙大小變化分別為 0 mm、1 mm、5 mm、10 mm。

#### 模式二：(模擬五至模擬六)

固定鐵心上氣隙大小為 10 mm，改變電抗器上繞線匝數變化，對兩種形式的鐵心，分析其不同繞線匝數時，在二次側線圈及電抗器上所產生的磁力線變化及電感值變化。電感器繞線匝數變化為 4、10、15 匝。

### 一、模擬軟體 Flux 2D 各項參數定義及說明

#### 1. 模擬電路

(1) Flux 軟體是利用數學分析的概念，圖 (7.1) 中的線僅代表這四個區塊之間的關聯性，並非實體上的線路。

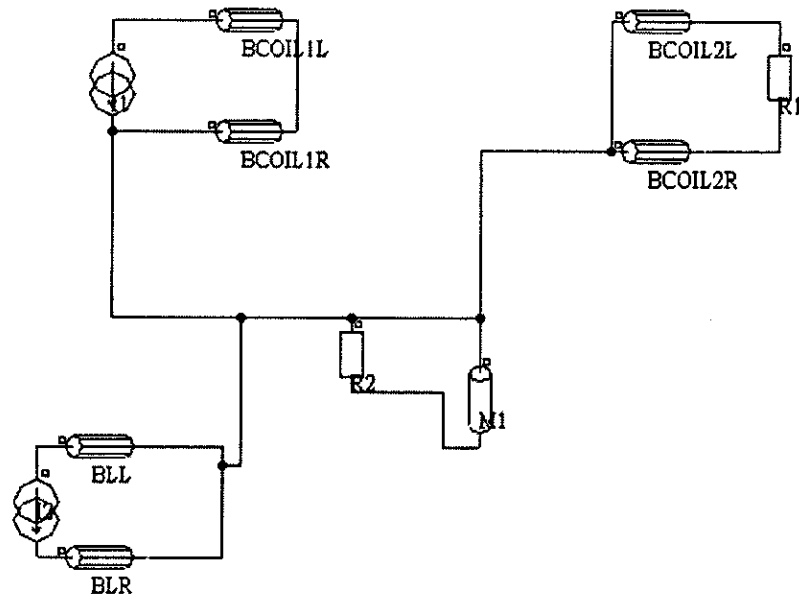


圖 (7-1) Flux 模擬電路圖

(2) 本次模擬鐵心環境條件設定如下：

- a. 一次側對二次側匝數比：由前章電路，我們設定此鐵心用於輸出與輸入電壓比為 1 : 5，所以一次側線圈對二次側線圈我們設定為 5 : 1。
- b. 輸入電流：0.5 安培。
- c. 輸出阻抗：1 歐姆。

(3) 繞線由銅線構成，在模擬電路中使用 Coil 來表示，兩個 Coil 連接在一起，表示其同屬於一個繞線。

- a. 在測試中，我們發現輸入安匝若超過 10 (NA)，則鐵心會開始進入飽和，故軟體模擬時，我們使用安匝為 5 (NA)。
- b. 因為輸入電流為 0.5 安培，所以一次側(Coil 1)的繞線數設定為 10 匝，其電阻為 0.000324 歐姆；二次側(Coil 2)的繞線數設定為 2 匝，其電阻為 0.0000648 歐姆。

#### (4) 電抗器繞線數設計

- a. 由前章電路，我們將電抗器電感值設定為  $100\text{e-}6$  Henry (亨利)，且處於一個輸出負載電流為 2.5 安培的電路中。
- b. 基於以上的規格，我們設定電抗器繞線數為 4 匝。

#### (5) 代號說明

- a. Core: 3C94 鐵心
- b. N1L: 一次側線圈左半部
- c. N1R: 一次側線圈右半部
- d. N2L: 二次側線圈左半部
- e. N2R: 二次側線圈右半部
- f. LL: 電抗器線圈左半部
- g. LR: 電抗器線圈右半部
- h.  $\phi_2$ : 二次側線圈纏繞位置磁通量
- i.  $\phi_L$ : 電抗器線圈纏繞位置磁通量

## 2. 3C94 材質

此次模擬我們使用 3C94，於前章模擬中，我們知道 3C94 是屬於頻寬高，且適用於 500W 的轉換環境的鐵心，故我們使用它來作此次模擬使用的鐵心。以下為我們採用 3C94 鐵心相關資料：

- (1) Initial Permeability : 2600
- (2) Saturation B : 0.46
- (3) 電阻 : 2 歐姆

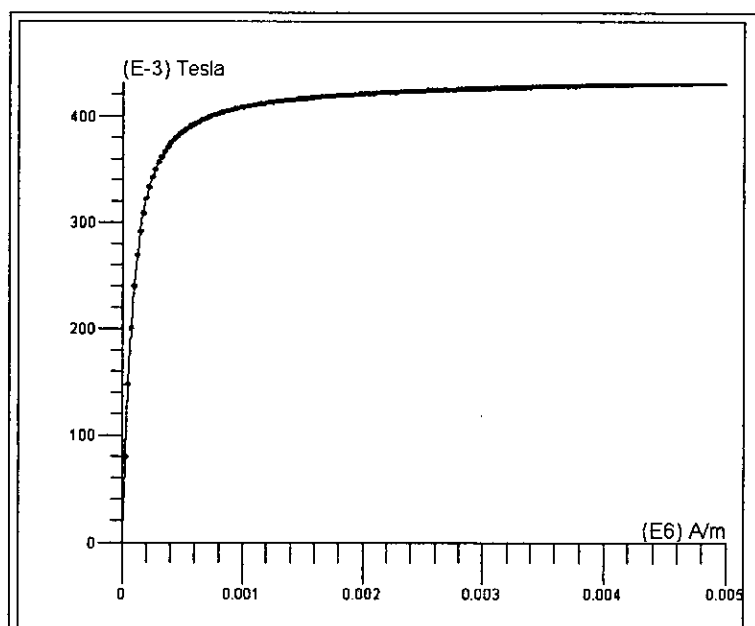


圖 (7-2) 3C94B-H 圖

## 二、EI 鐵心磁路模擬

在 EI 鐵心模擬中，我們將分兩個部份來作分析。第一部份是固定電抗器的繞線數為 4 匝，改變位於中央腳的氣隙寬度，來量測其對二次側以及電抗器的磁力線變化與感值變化；第二部份，我們改為固定中央腳的氣隙寬度於 10mm，改變電抗器的繞線數來改變負載所造成的磁動勢，進而觀察此一負載造成的磁動勢對二次側以及電抗器的磁力線與感值會造成何種變化。

由以上第一種分析，我們可以得到不同氣隙寬度對鐵心所造成的影響，如此可以提供將來我們在實現共鐵心時，對於氣隙寬度設定的一個參考；更可以藉由此分析 EI 鐵心上磁力線分布，因氣隙改變而產生的變化，進而知道鐵心較易以及叫不易飽和的位置，使將來在實作階段，可以利用此分布，將一次、二次及電抗器放於適當位置。

由上面第二種分析方式，我們可以得到共鐵心在電抗器產生不同的磁動勢時，其二次側、電抗器以及鐵心本身所產生的不同反應結果。利用此

結果，在實作階段時，可以因應不同的負載電路，來調整電抗器的繞線數，亦可以利用此項結果，改變二次側線圈以及電抗器擺放位置。

1. EI 鐵心—電抗器位於 EI 中間腳，請參考圖(7-3) 所示：
  - a. Air-gap 開在中間腳上
  - b. 一次側位於 EI 上側腳上
  - c. 二次側位於 EI 下側腳上
  - d. 電抗器位於 EI 中間腳上

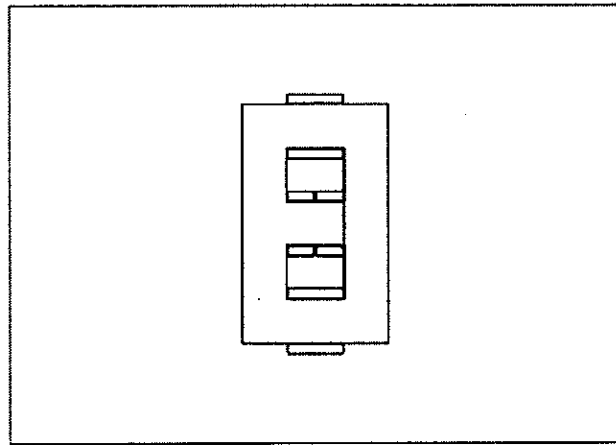


圖 (7-3) EI 鐵心模式一位置分布圖

2. EI 鐵心—電抗器位於 EI 下側腳，請參考圖(7-4) 所示：
  - a. Air-gap 開在中間腳上
  - b. 一次側位於 EI 上側腳上
  - c. 二次側位於 EI 下側腳上
  - d. 電抗器位於 EI 下側腳上



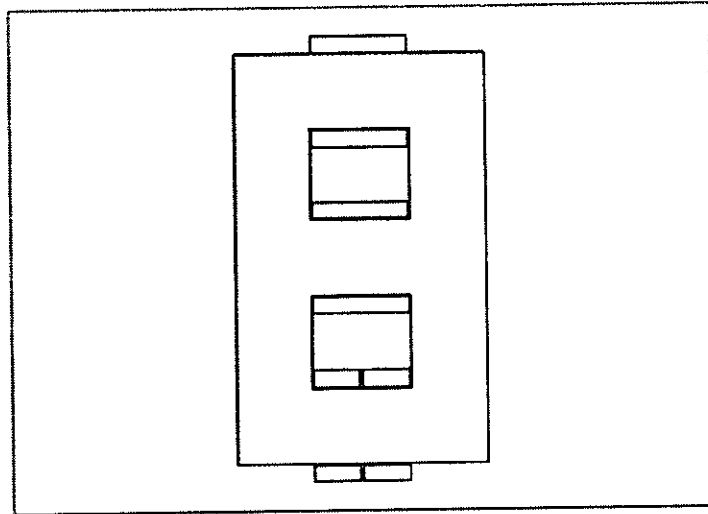


圖 (7-4) EI 鐵心模式二位置分布圖

模擬一：

電抗器位於中央腳，二次側位於下端腳，如圖(7.3)所示，二次側負載為 1 歐姆電阻。

1. 磁力線分布圖

a. 氣隙：0mm

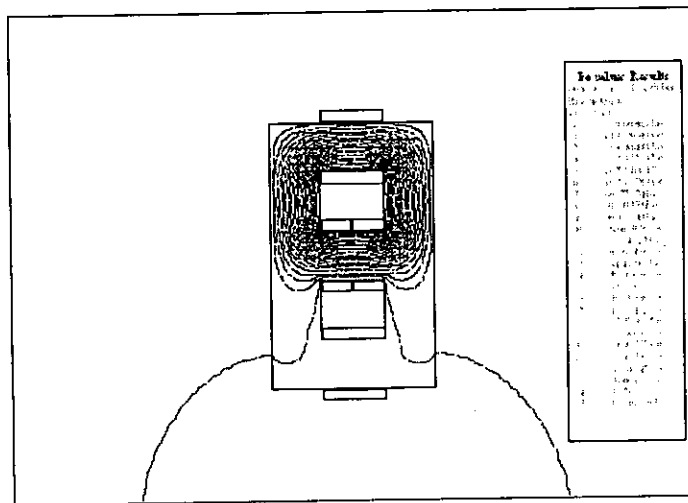


圖 (7-5) EI 鐵心模擬一氣隙 0mm 磁力線分布圖

b. 氣隙：1mm

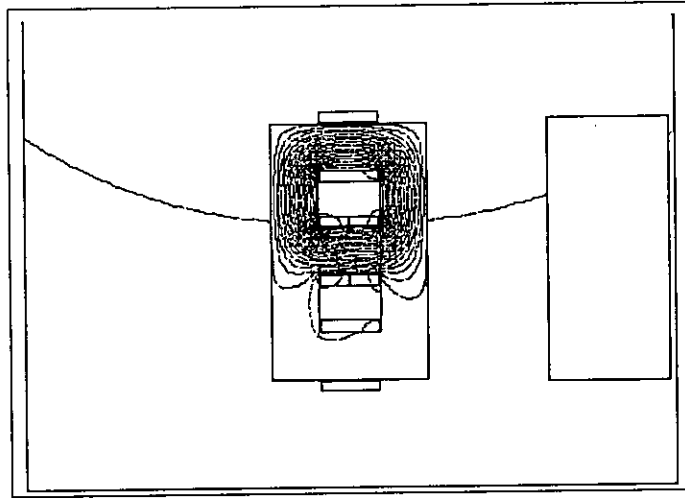


圖 (7-6) EI 鐵心模擬一氣隙 1 mm 磁力線分布圖  
c. 氣隙：5 mm

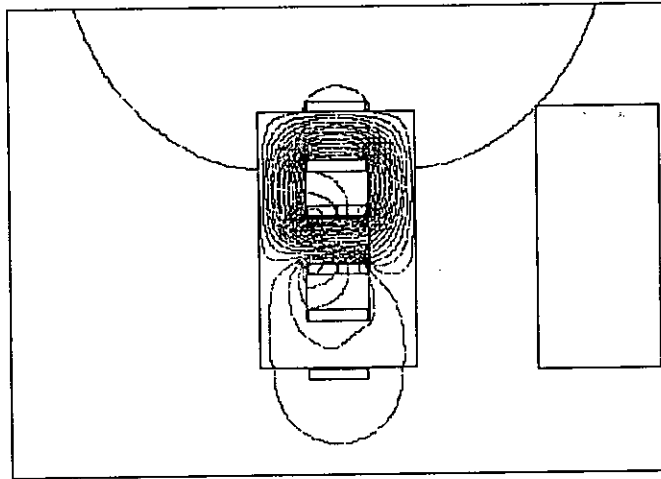


圖 (7-7) EI 鐵心模擬一氣隙 5 mm 磁力線分布圖  
d. 氣隙：10 mm

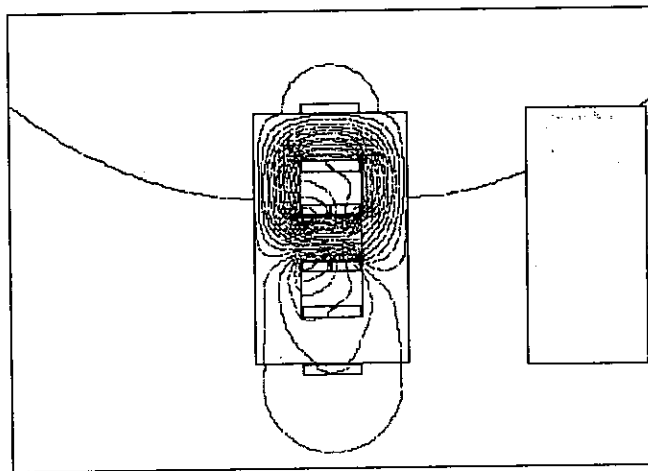


圖 (7-8) EI 鐵心模擬一氣隙 10 mm 磁力線分布圖  
由圖(7-5)~圖(7-8)，四張磁力線分布圖可以看到，因為氣隙越來越大，

所以中央腳為的磁阻變大，因此經過中央的磁力線變少，而經過下端腳的磁力線變多。另外因為有 1 歐姆的負載電阻，因此下端的磁力線被負載端產生的電流所生成的磁力線抵消，因此圖中下半部磁力線較少。這兩點皆與理論上一般所知的磁力線分布圖吻合。

## 2. Flux Density 雲狀圖

a. 氣隙：0 mm

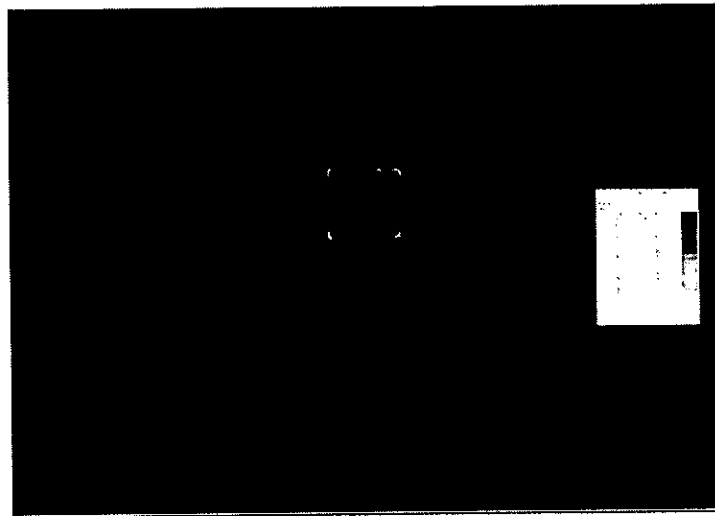


圖 (7-9) EI 鐵心模擬一氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖

b. 氣隙：1 mm

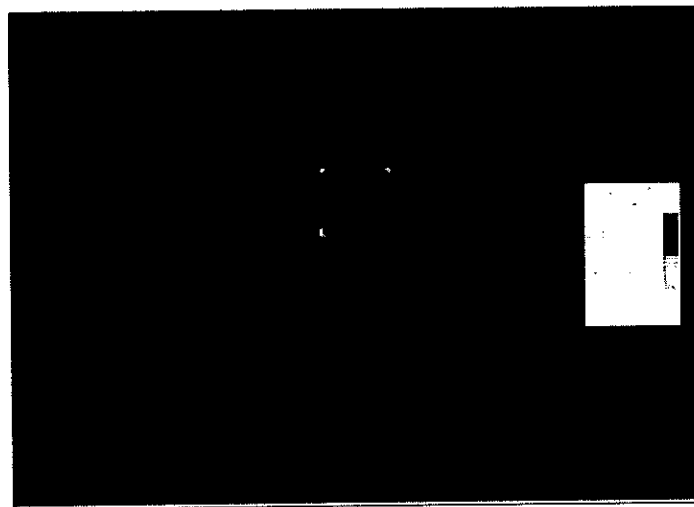


圖 (7-10) EI 鐵心模擬一氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖

c. 氣隙：5 mm

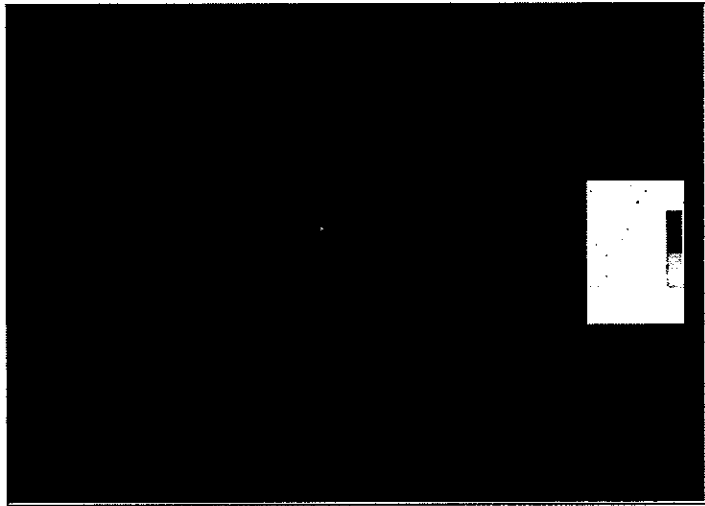


圖 (7-11) EI 鐵心模擬一氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖  
d. 氣隙：10 mm

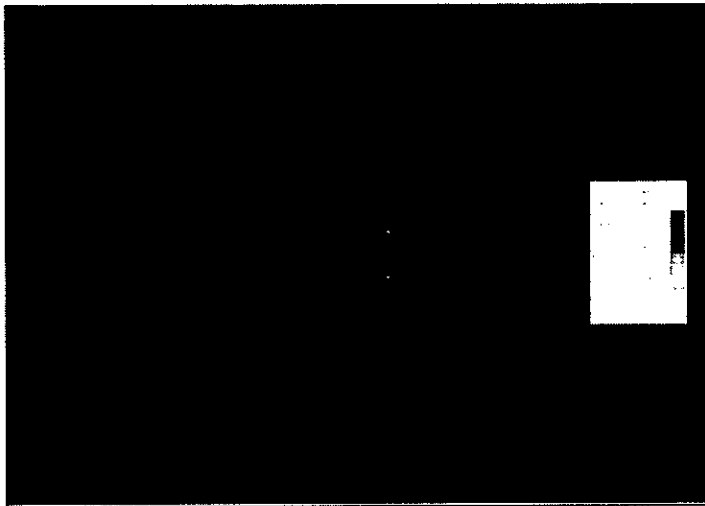


圖 (7-12) EI 鐵心模擬一氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖

由圖(7-9)~圖(7-12)，四張雲狀圖發現，因鐵心磁阻增加，故整體磁通量減少，亦因中央腳氣隙增大，導致中央腳的磁阻變大，磁力線磁路從大部分走中央腳轉變成往磁阻較小的最下腳走去。

磁力線密度由原本的密集遇上半部，隨著氣隙變大，轉變成較不集中於上半部，而是分散在鐵心的各部份。由此可以看到與圖(7-5)~圖(7-8)相符合的結果。

### 3. 各部位磁力線及電感數值表

	0		1		5		10	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	28.19e-6	2.31	2.95e-6	22.87	1.89e-6	17.3	1.82e-6	531.63
N1L	4.4e-6	8.8e-6	3.41e-6	6.82e-6	3.35e-6	6.7e-6	3.34e-6	6.69e-6
N1R	1.3e-3	2.4e-3	1.19e-4	2.25e-4	54.61e-6	76.3e-6	48.23e-6	56.41e-6
N2L	14.22e-6	258.9e-9	8.49e-6	2.65e-7	8.14e-6	265.9e-9	8.09e-6	266e-9
N2R	1.15e-6	258.9e-9	7.04e-7	2.65e-7	676.7e-9	265.9e-9	673.1e-9	266.e-9
LL	521.9e-6	208.5e-6	4.95e-5	1.88e-5	23.3e-6	6.9e-6	20.54e-6	5.32e-6
LR	28.75e-6	208.5e-6	1.73e-5	1.88e-5	16.64e-6	6.9e-6	16.54e-6	5.32e-6
$\phi_2$	4.41e-6		2.15e-6		2.01e-6		1.99e-6	
$\phi_L$	62.45e-6		6.57e-6		4.22e-6		4.05e-6	

表(7.1) EI 鐵心模擬一各部位磁力線及電感數值表

由表(7.1)發現，由一次側所發出的磁力線通量隨著氣隙的增加而減少，但其減少的幅度隨著氣隙變大而趨於穩定。

另外當  $\phi_2$  上所流經的磁力線所佔全部磁力線之比例隨著氣隙增加而變大，顯示部分的磁力線因為中央腳的磁阻變大，轉而流向磁阻較小的二次側所在腳。

另外由表(7.1)亦看到， $\phi_L$ 所流過的磁力線隨著氣隙增加而變小，可以看出有部分原本流經中央腳的磁力線，流向磁阻較小的二次側腳。

隨著氣隙的增加，電抗器的感值由 208.5e-6 降至 5.32e-6，可以看到氣隙越大，則感值越小的情形發生，這與理論『電感值=匝數平方/磁阻』亦相符。

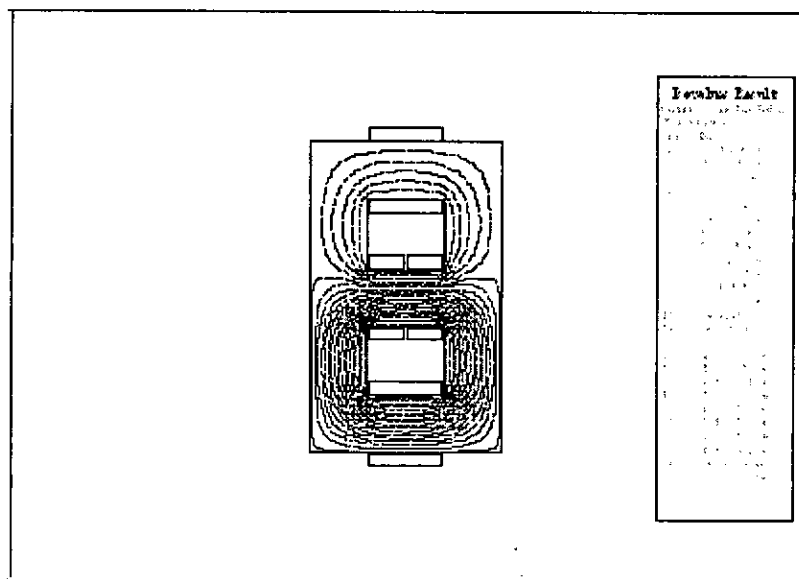
#### 模擬二：

電抗器位於中央腳，二次側位於下端腳，如圖(7.3)所示，二次側為開

路，無負載。

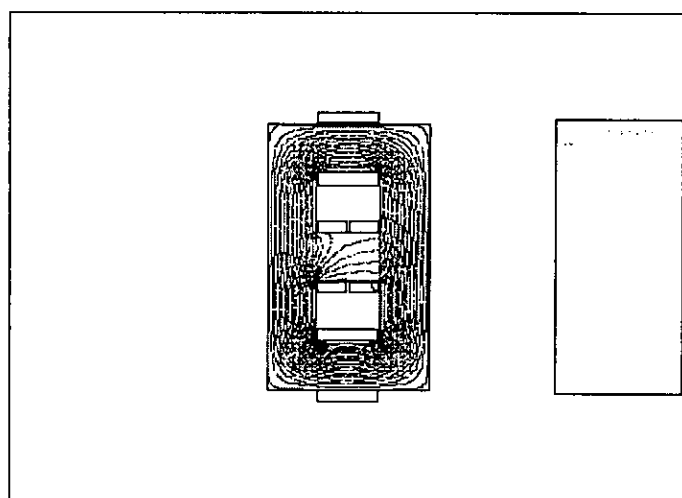
### 1. 磁力線分布圖

a. 氣隙：0 mm



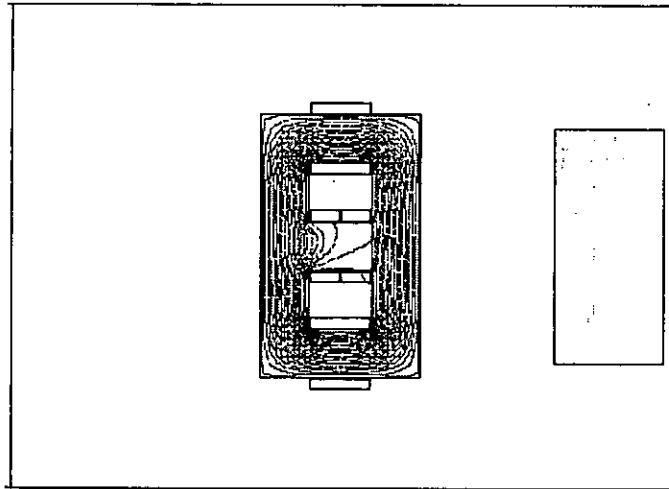
圖(7-13) EI 鐵心模擬二氣隙 0 mm 磁力線分布圖

b. 氣隙：1 mm

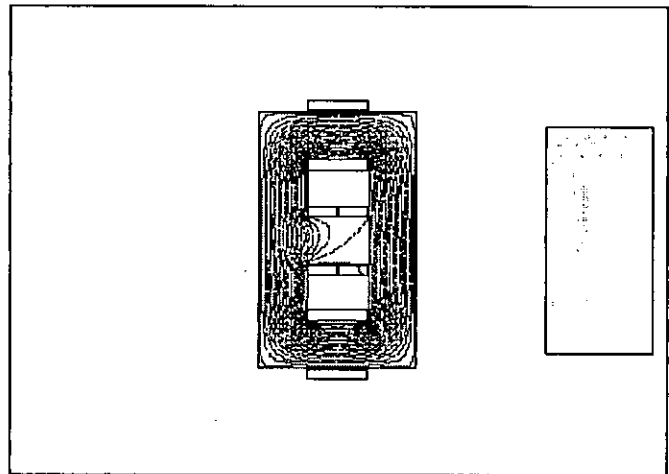


圖(7-14) EI 鐵心模擬二氣隙 1 mm 磁力線分布圖

c. 氣隙：5 mm



圖(7-15) EI 鐵心模擬二氣隙 5 mm 磁力線分布圖  
d. 氣隙：10 mm



圖(7-16) EI 鐵心模擬二氣隙 10 mm 磁力線分布圖

由圖(7-13)~圖(7-16)四個磁力線分布圖，我們可發現，因為二次側沒有負載，所以不會產生磁力線相抵消的現象，因此整個鐵心外圍皆有磁力線分布，當氣隙變大時，因為磁阻變大，故鐵心上的總辭通量逐漸隨著氣隙變大而下降。

但是其降低的程度隨著氣隙逐漸變大而趨於穩定。當氣隙越大時，中央腳因磁阻變大，故所通過的磁力線越來越少，此點與理論亦符合。

## 2. Flux Density 雲狀圖

a. 氣隙：0 mm

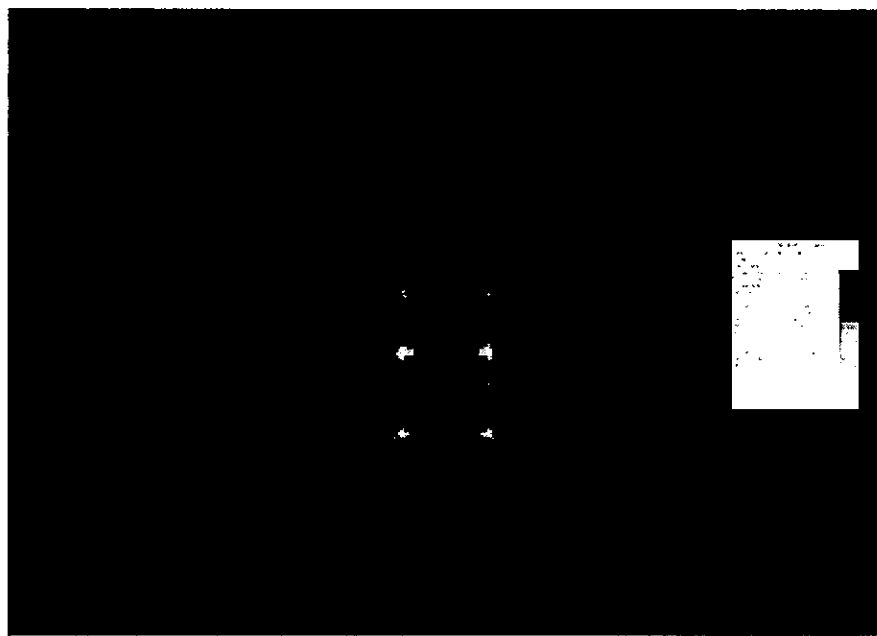


圖 (7.17) EI 鐵心模擬二氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖

b. 氣隙：1 mm

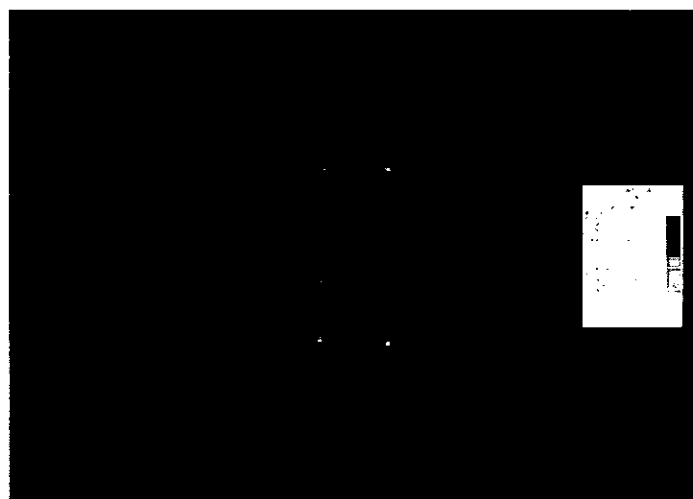


圖 (7.18) EI 鐵心模擬二氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖

c. 氣隙：5 mm



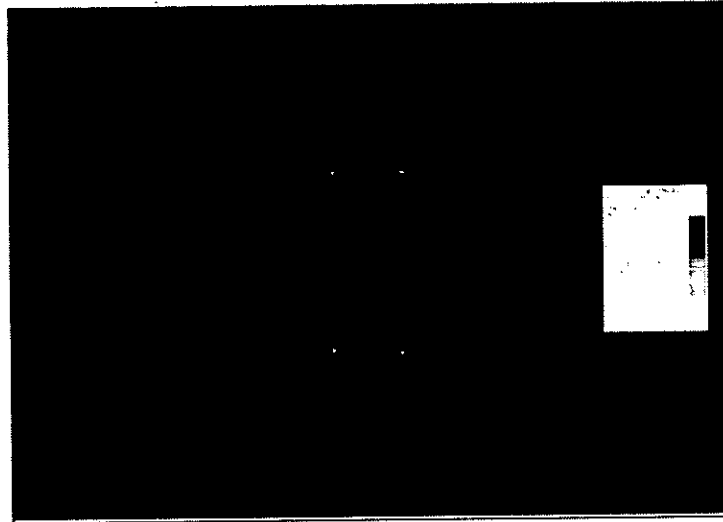


圖 (7.19) EI 鐵心模擬二氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖  
d. 氣隙：10 mm

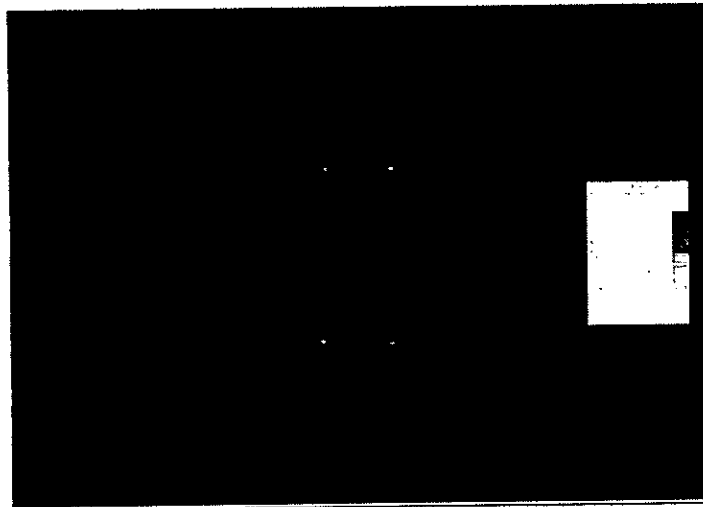


圖 (7.20) EI 鐵心模擬二氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖

由圖(7-17)~圖(7-20)四張雲狀圖可以看到，隨著氣隙的增大，因為磁阻隨著氣隙增加而增加，所以通過鐵芯的總磁通量逐漸減少。在沒有氣隙的時候，中央腳的磁力線密度是很密集的。待氣隙慢慢增大，中央腳的磁力線密度逐漸減少。

氣隙變成 15mm 時，中央腳的磁力線密度，在靠近氣隙的部份是最小的。原因是因為氣隙變大，則中央腳的磁阻變大，相對的，磁力線通過的數量就變小。

由圖(7-17)~圖(7-20)也可看出，沒有氣隙的時候，中央腳四周的磁力線密度是很集中的；待氣隙變大，則磁力線分散在鐵心，則原本磁力線集中的區域通過的磁力線變少，這個現象也可以解釋為什麼有氣隙時，鐵心較不易進入飽和狀態。

### 3.各部位磁力線及電感數值表

	0		1		5		10	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	33.8e-6	2.5	36.83e-6	27.76	36.84e-6	1.165	36.84e-6	5.18
N1L	3.64e-6	7.27e-6	2.61e-6	5.21e-6	2.56e-6	5.13e-6	2.56e-6	5.12e-6
N1R	740.8e-6	1.48e-3	741.3e-6	1.48e-3	800.e-6	1.6e-3	807.6e-6	1.61e-3
N2L	446.3e-6	504.8e-3	185.4e-6	1.26	173.8e-6	1.47	172.2e-6	1.5
N2R	379e-9	504.4e-3	170.3e-9	1.25	161.8e-9	1.47	160.7e-9	1.5
LL	298.2e-6	357.1e-6	294.7e-6	148.8e-6	318.1e-6	139.4e-6	321.2e-6	138.3e-6
LR	894.1e-6	357.1e-6	372.3e-6	148.8e-6	349e-6	139.4e-6	346e-6	138.3e-6
$\phi_2$	73.22e-6		81.85e-6		81.88e-6		81.88e-6	
$\phi_L$	108.4e-6		44.56e-6		41.76e-6		41.39e-6	

表(7.2) EI 鐵心模擬二各部位磁力線及電感數值表

由表(7.2)可以看到，(1)隨著氣隙增大，因為磁阻增加，整體的磁力線通量亦隨之減少，但其減少的幅度會因氣隙變大而趨於穩定。(2)通過 $\phi_L$ 的磁力線在總磁力線內所佔的比例越來越低，通過 $\phi_2$ 的磁力線在總磁力線內所佔的比例越來越高。

由以上兩點可以得到一個結論，因為氣隙的增加，使磁阻增加，導致磁流流經中間電抗器的磁力線的部分因為磁阻增加而改流向二次側。

由表(7.2)可以看到，隨著氣隙的增加，電抗器的感值由357.1e-6降至138.3e-6，可以看到氣隙越大，則感值越小的情形發生，這與理論『電感值

『匝數平方/磁阻』亦相符。

模擬三：

二次側與氣隙位於中央腳，電抗器位於下側腳，如圖(7-4)所示，二次側負載為 1 歐姆電阻。

1. 磁力線分布圖

a. 氣隙：0 mm

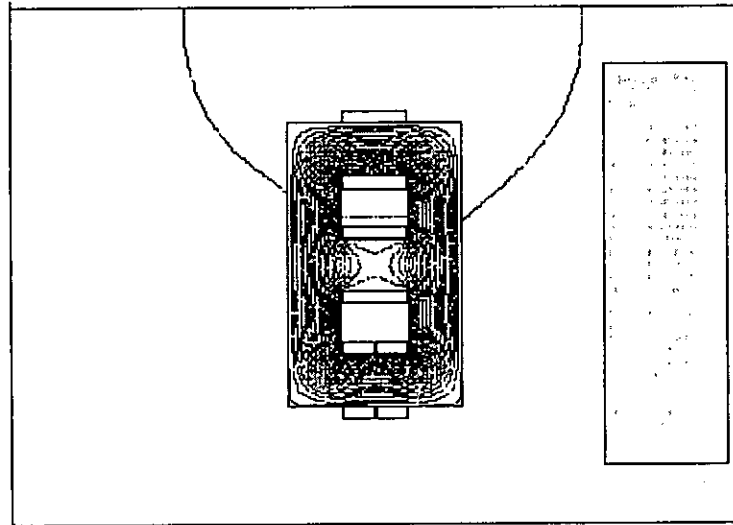


圖 (7.21) EI 鐵心模擬三氣隙 0 mm 磁力線分布圖

b. 氣隙：1 mm

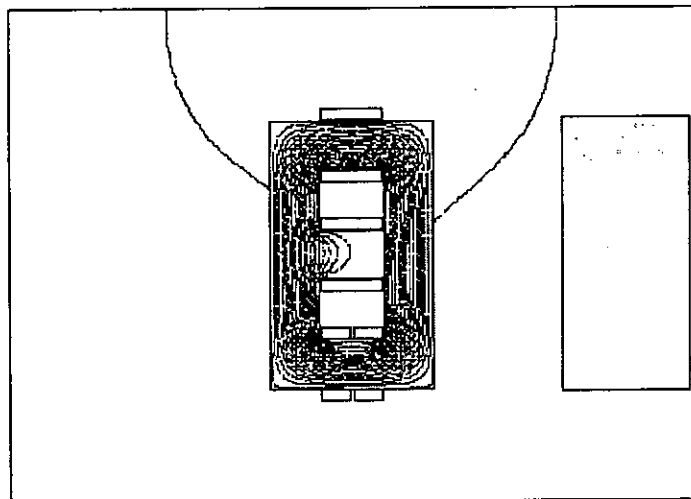


圖 (7.22) EI 鐵心模擬三氣隙 1 mm 磁力線分布圖

c. 氣隙：5 mm

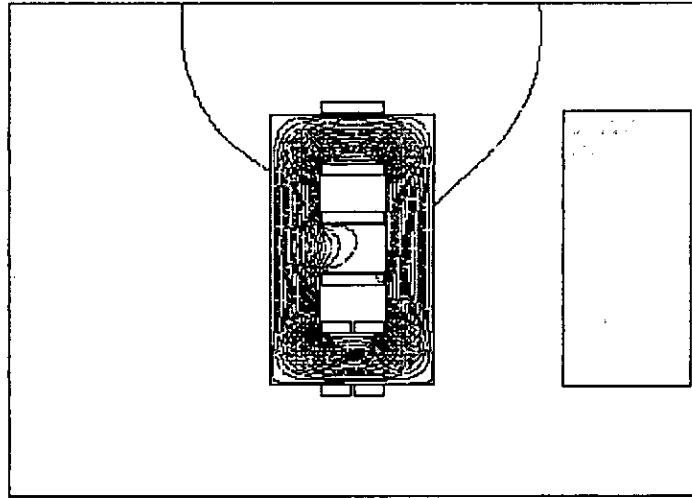


圖 (7.23) EI 鐵心模擬三氣隙 5 mm 磁力線分布圖  
d. 氣隙：10 mm

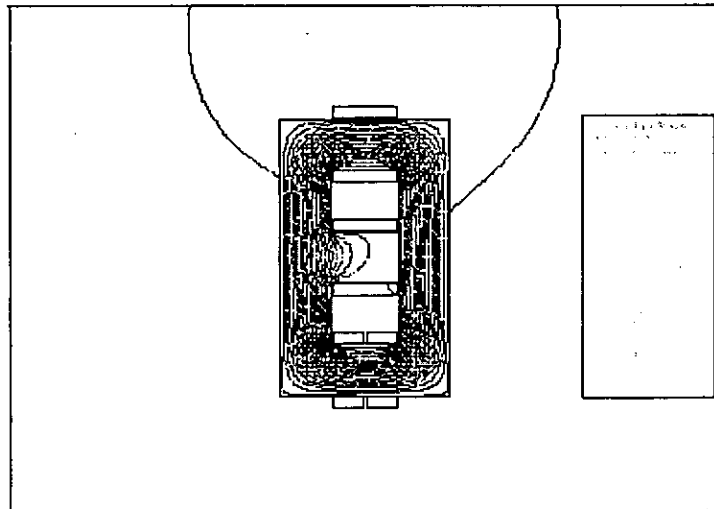
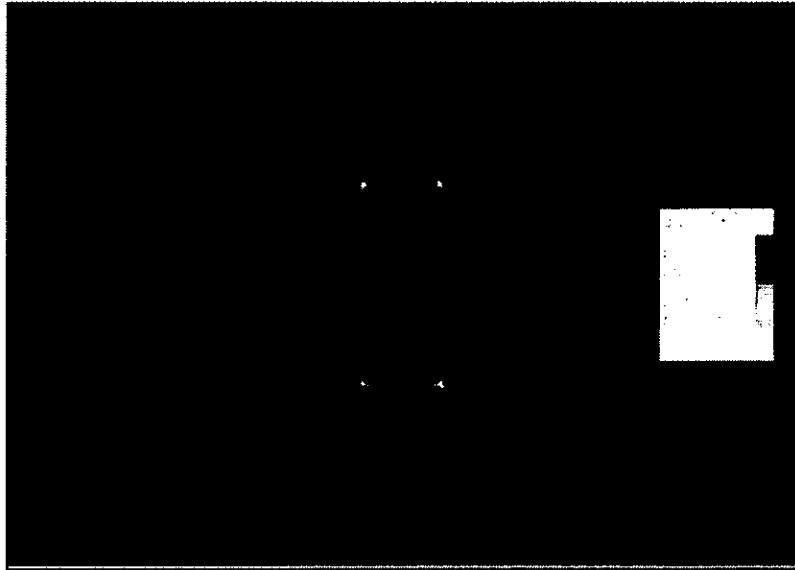


圖 (7.24) EI 鐵心模擬三氣隙 10 mm 磁力線分布圖

由圖(7-21)~圖(7-24)四張磁力線分布圖，因為氣隙越來越大，所以中央腳為的磁阻變大，因此，經過中央的磁力線變少。

## 2. Flux Density 雲狀圖

a. 氣隙：0 mm



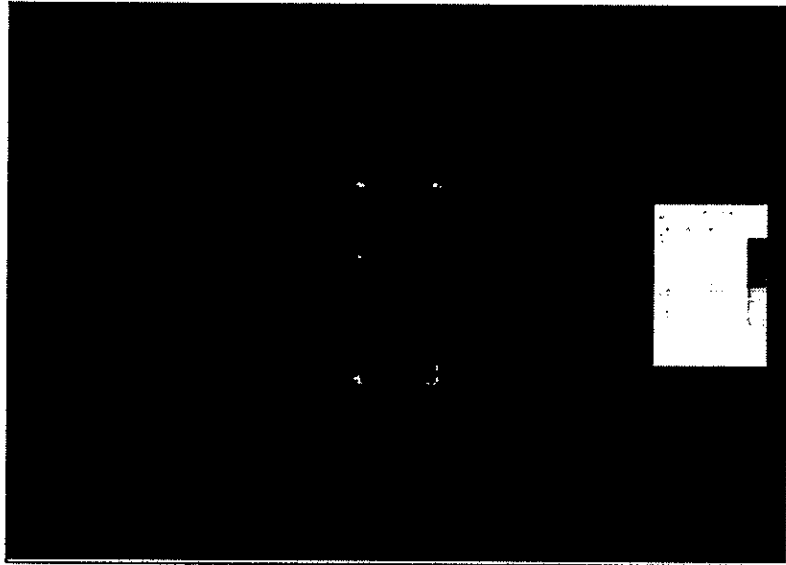
圖(7.25) EI 鐵心模擬三氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖

b. 氣隙：1 mm

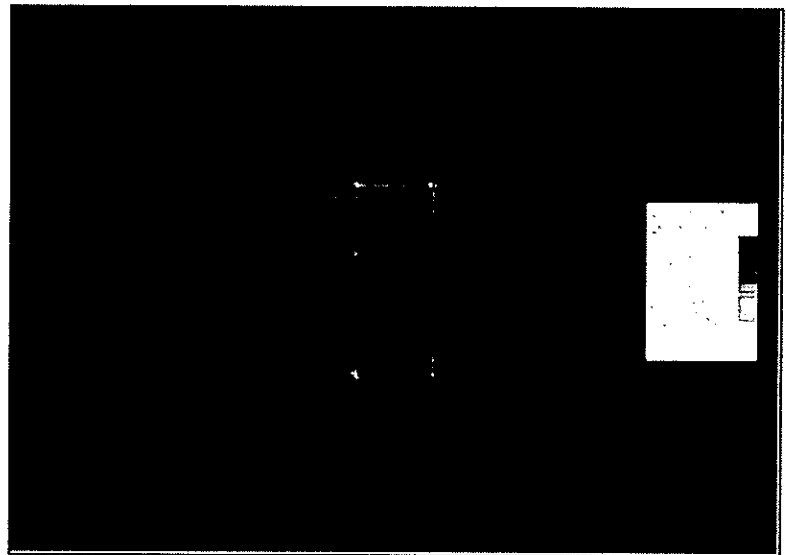


圖(7.26) EI 鐵心模擬三氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖

c. 氣隙：5 mm



圖(7.27) EI 鐵心模擬三氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖  
d. 氣隙：10 mm



圖(7.28) EI 鐵心模擬三氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖

由圖(7-25)~圖(7-28)四張雲狀圖可以看到，在沒有氣隙的時候，中央腳的磁力線密度是很密集的。待氣隙慢慢增大，鐵芯上的總磁通量越來越小，但磁通量降低的程度隨著氣隙增加而趨於穩定。

氣隙慢慢增大時，我們可以觀察到，中央腳的磁力線密度逐漸減少。氣隙變成 15mm 時，中央腳的磁力線密度，在靠近氣隙的部份是最小的。原因是因為氣隙變大，則中央腳的磁阻變大，相對的，磁力線通過的數量

就變小。

由圖(7-25)~圖(7-28)也可看出，沒有氣隙的時候，中央腳四周的磁力線密度是很集中的；待氣隙變大，則磁力線分散在鐵芯，則原本磁力線集中的區域通過的磁力線變少，這個現象也可以解釋為什麼有氣隙時，鐵芯較不易進入飽和狀態。

### 3.各部位磁力線及電感數值表

	0		1		5		10	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	36.63e-6	57.5e-3	36.84e-6	11.4	36.84e-6	1.18	36.84e-6	3.84
N1L	4.11e-6	8.22e-6	4.1e-6	8.2e-6	4.09e-6	8.19e-6	4.09e-6	8.18e-6
N1R	840.3e-6	1.68e-3	820.9e-6	1.64e-3	814.9e-6	1.63e-3	815.1e-6	1.63e-3
N2L	168.7e-6	45.11e-6	164.9e-6	43.69e-6	163.7e-6	42.17e-6	163.7e-6	41.47e-6
N2R	169.5e-6	45.11e-6	168.9e-6	43.69e-6	170.e-6	42.17e-6	169.9e-6	41.47e-6
LL	341.7e-6	136.1e-6	340.1e-6	135.6e-6	324.3e-6	136.6e-6	342.2e-6	135.6e-6
LR	2.79e-6	136.1e-6	2.79e-6	135.6e-6	2.78e-6	136.6e-6	2.78e-6	135.6e-6
$\phi_2$	81.46e-6		81.9e-6		81.9e-6		81.9e-6	
$\phi_L$	40.58e-6		40.43e-6		40.7e-6		40.7e-6	

表(7.3) EI 鐵心模擬三各部位磁力線及電感數值表

由表(7.3)可以看到：(1)通過 $\phi_L$ 的磁力線在總磁力線內所佔的比例，隨著中央腳上的氣隙寬度增加，而越來越高。(2)通過 $\phi_2$ 的磁力線在總磁力線內所佔的比例，隨著中央腳上的氣隙寬度增加，而越來越低。

由以上兩點可以得到一個結論，因為氣隙的增加，使磁阻增加，導致磁流流經中間二次側的磁力線的部分因為磁阻增加而改流向電抗器。

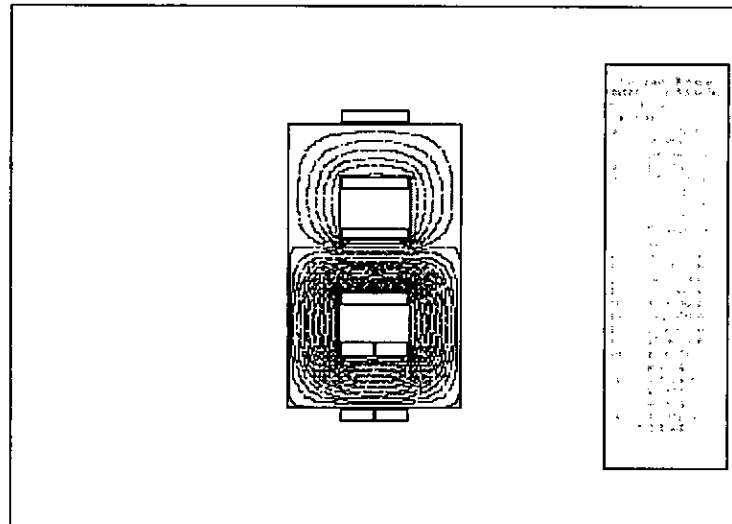
由表(7.3)可以看到，即使氣隙增加，但是電抗器側的磁阻沒有明顯的變化，因此其電感值並不會因氣隙改變而變動。

模擬四：

二次側與氣隙位於中央腳，電抗器位於下側腳，如圖(7-4)所示，二次側為開路，無負載。

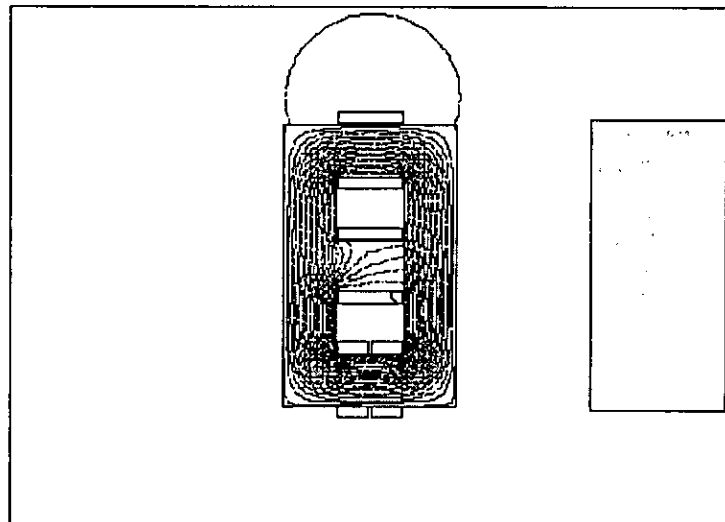
1. 磁力線分布圖

a. 氣隙：0 mm



圖(7.29) EI 鐵心模擬四氣隙 0 mm 磁力線分布圖

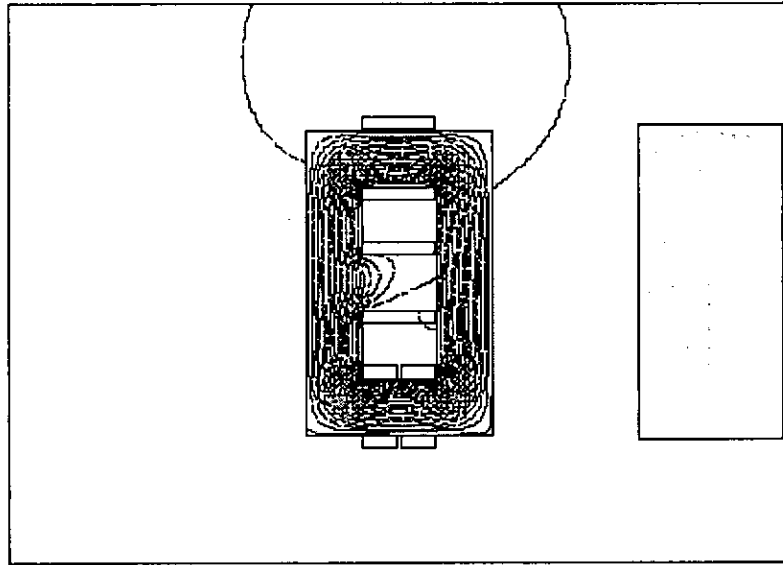
b. 氣隙：1 mm



圖(7.30) EI 鐵心模擬四氣隙 1 mm 磁力線分布圖

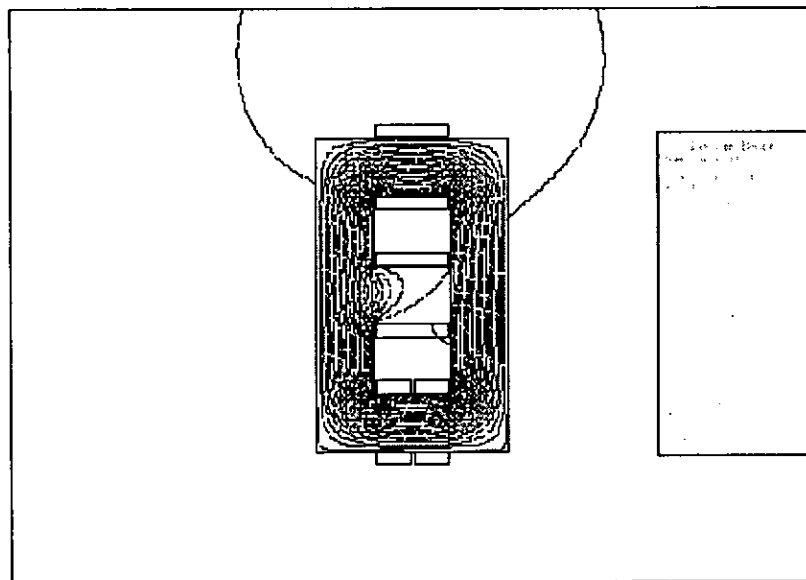
c. 氣隙：5 mm





圖(7.31) EI 鐵心模擬四氣隙 5 mm 磁力線分布圖

d.氣隙：10 mm

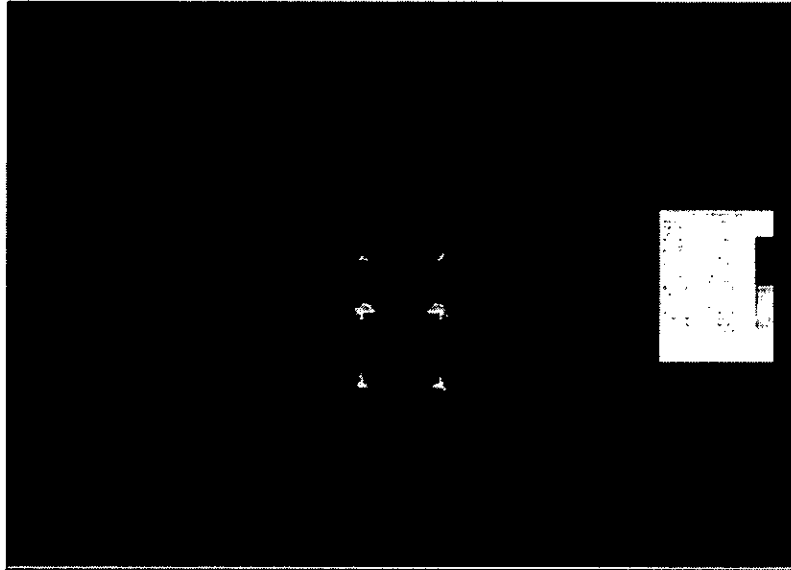


圖(7.32) EI 鐵心模擬四氣隙 10 mm 磁力線分布圖

由圖(7-29)~圖(7-32)四張磁力線分布圖，因為氣隙越來越大，所以中央腳為的磁阻變大，因此，經過中央的磁力線變少。

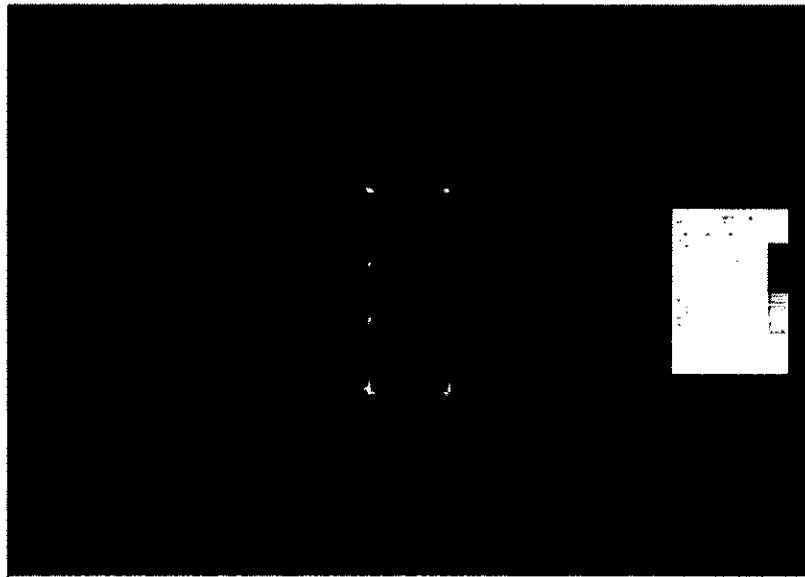
## 2. Flux Density 雲狀圖

a.氣隙：0 mm



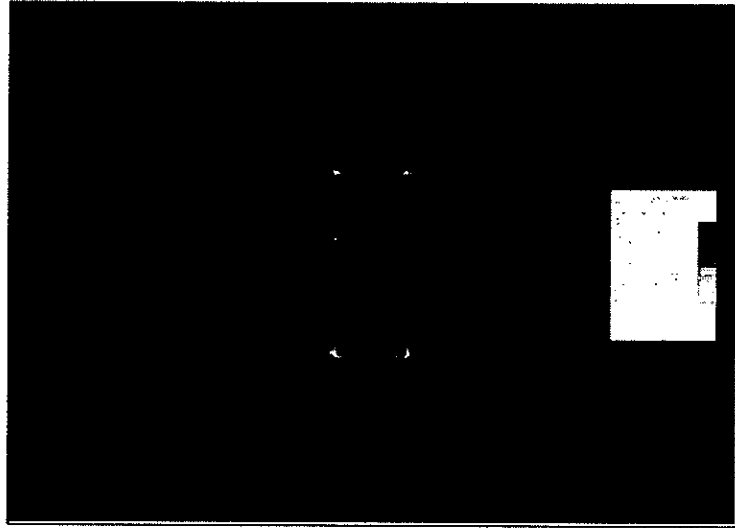
圖(7.33) EI 鐵心模擬四氣隙 0 mm Flux Density 雲狀圖

b.氣隙：1 mm

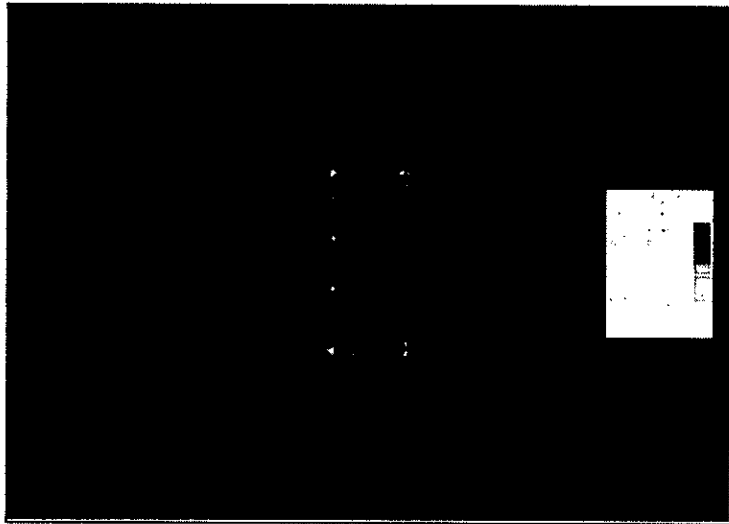


圖(7.34) EI 鐵心模擬四氣隙 1 mm Flux Density 雲狀圖

c.氣隙：5 mm



圖(7.35) EI 鐵心模擬四氣隙 5 mm Flux Density 雲狀圖  
d. 氣隙：10 mm



圖(7.36) EI 鐵心模擬四氣隙 10 mm Flux Density 雲狀圖

由圖(7-33)~圖(7-36)四張雲狀圖可以看到，在沒有氣隙的時候，中央腳的磁力線密度是很密集的。待氣隙慢慢增大，鐵心上的總磁通量越來越小，但磁通量降低的程度隨著氣隙增加而趨於穩定。

氣隙慢慢增大時，我們可以觀察到，中央腳的磁力線密度逐漸減少。氣隙變成 15mm 時，中央腳的磁力線密度，在靠近氣隙的部份是最小的。原因是因為氣隙變大，則中央腳的磁阻變大，相對的，磁力線通過的數量就變小。

由圖(7-33)~圖(7-36)也可看出，沒有氣隙的時候，中央腳四周的磁力線密度是很集中的；待氣隙變大，則磁力線分散在鐵心，則原本磁力線集中的區域通過的磁力線變少，這個現象也可以解釋為什麼有氣隙時，鐵心較不易進入飽和狀態。

### 3.各部位磁力線及電感數值表

	0		1		5		10	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	33.79e-6	36.09	36.83e-6	1.59	36.84e-6	1.757e3	36.84e-6	388.3e-3
N1L	3.01e-6	6.02e-6	4.04e-6	8.08e-6	4.08e-6	8.16e-6	4.09e-6	8.17e-6
N1R	743.3e-6	1.48e-3	738.1e-6	1.47e-3	796.7e-6	1.59e-3	804.3e-6	1.61e-3
N2L	148.3e-6	139.86	148.3e-6	6.85e3	160e-6	19.6e3	161.5e-6	25.51e3
N2R	446.2e-6	139.86	185.1e-6	6.85e3	173.5e-6	19.6e3	172e-6	25.51e3
LL	894.1e-6	357.1e-6	372.7e-6	1.1e-6	349.5e-6	1.11e-6	346.5e-6	1.11e-6
LR	2.35e-6	357.1e-6	2.76e-6	1.1e-6	2.78e-6	1.11e-6	2.78e-6	1.11e-6
$\phi_2$	81.47e-6		81.9e-6		81.9e-6		81.9e-6	
$\phi_L$	40.58e-6		40.42e-6		40.7e-6		40.7e-6	

表(7.4) EI 鐵心模擬四各部位磁力線及電感數值表

由表(7.4)可以看到：(1)通過電抗器(LL、LR)的磁力線在總磁力線內所佔的比例，隨著器隙的增加，越來越高。(2)通過二次側(N2L、N2R)的磁力線在總磁力線內所佔的比例，隨著中央腳上的氣隙寬度增加，而越來越低。

由以上兩點可以得到一個結論，因為氣隙的增加，使磁阻增加，導致磁流流經中間二次側的磁力線的部分因為磁阻增加而改流向電抗器。

即使氣隙增加，但是電抗器側的磁阻沒有明顯的變化，因此其電感值

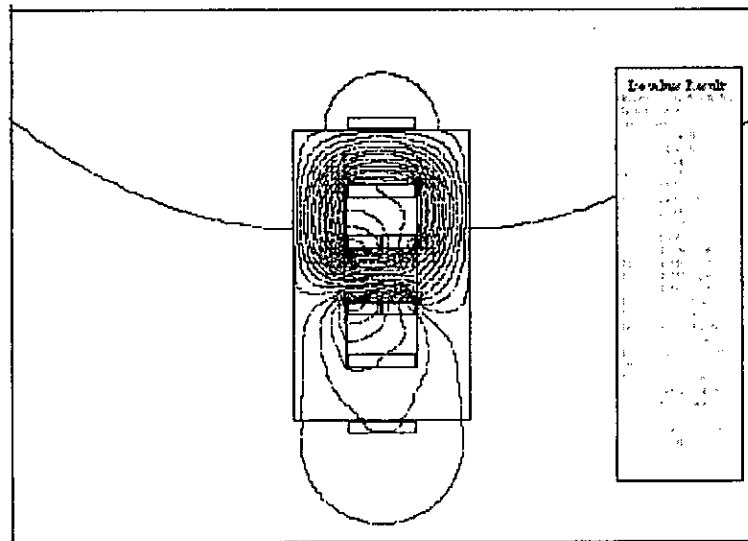
並不會因氣隙改變而變動。

### 模擬五：

電抗器位於中央腳，二次側位於下端腳，如圖(7.3)所示，二次側負載為 1 歐姆電阻，中央氣隙 10mm。

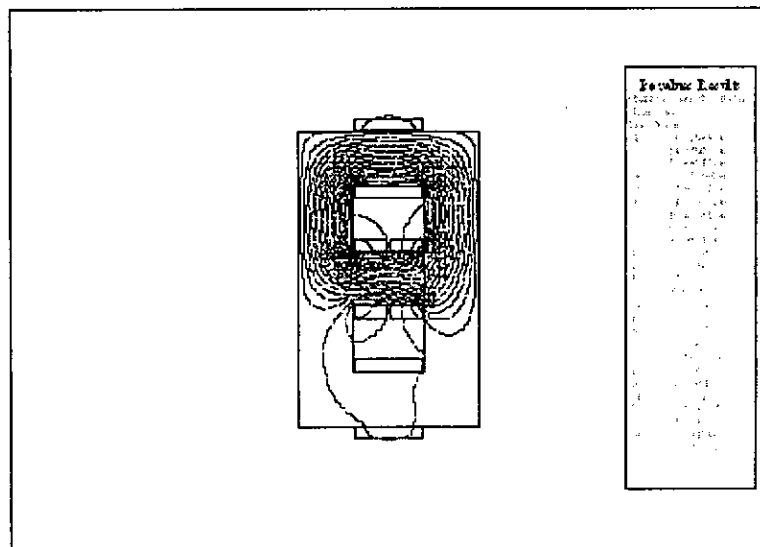
#### 1. 磁力線分布圖

a. 匝數：4 匝



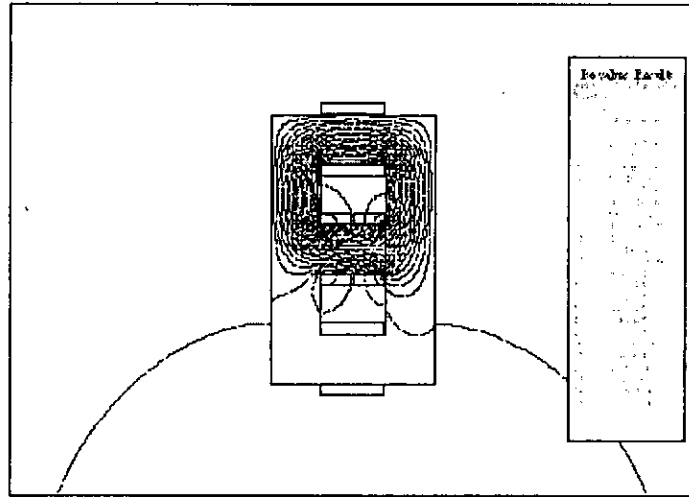
圖(7.37) EI 鐵心模擬五匝數 4 匝磁力線分布圖

b. 匝數：10 匝



圖(7.38) EI 鐵心模擬五匝數 10 匝磁力線分布圖

c. 匝數：15 匝



圖(7.39) EI 鐵心模擬五匝數 15 匝磁力線分布圖

由圖(7-37)~圖(7-39)三張磁力線分布圖可以看到，電抗器的匝數增加且負載電流不變時，電抗器的安匝增加，因此我們可以發現整體磁力線的數量增加。因為中央腳的磁阻沒有變化，因此磁力線的分部與流向並沒有因為匝數的增加而改變。匝數增加僅對由電抗器側所產生的磁力線大小以及數量有改變。

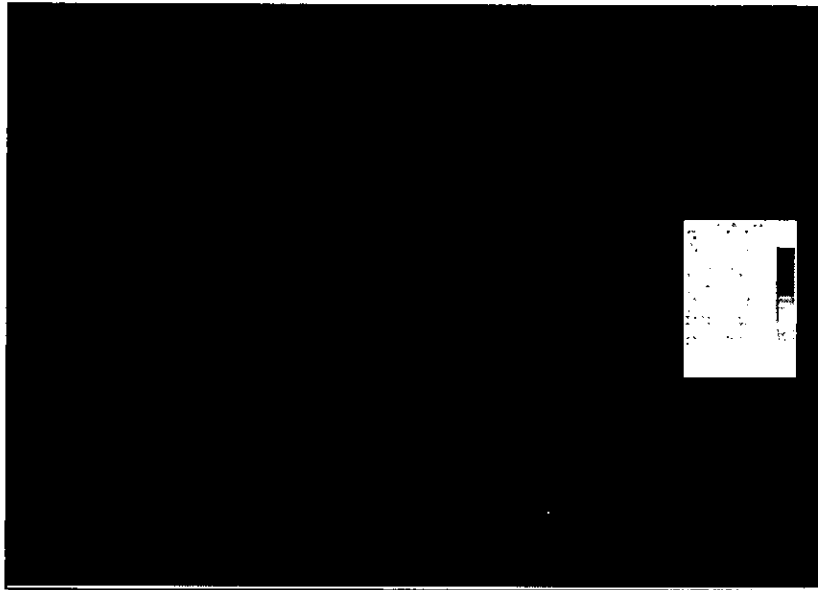
## 2. Flux Density 雲狀圖

a. 匝數：4 匝



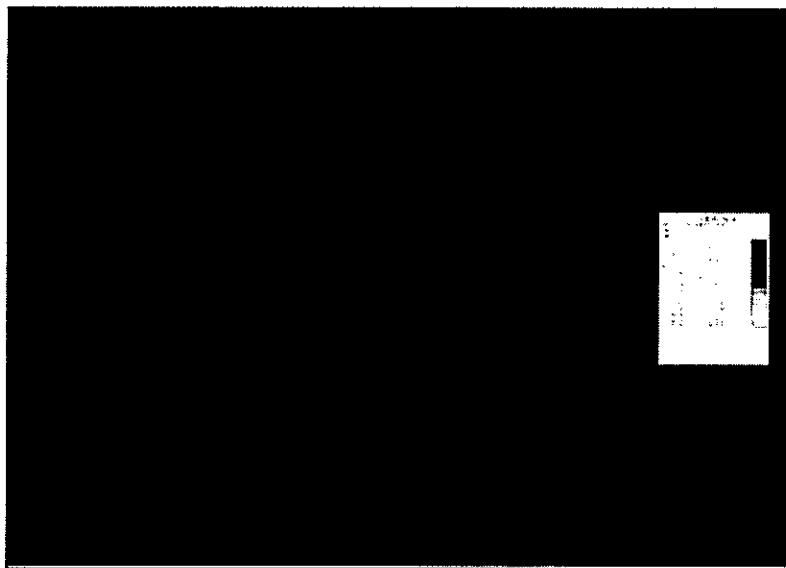
圖(7.40) EI 鐵心模擬五匝數 4 匝 Flux Density 雲狀圖

b. 匝數：10 匝



圖(7.41) EI 鐵心模擬五匝數 10 匝 Flux Density 雲狀圖

c.匝數：15 匝



圖(7.42) EI 鐵心模擬五匝數 15 匝 Flux Density 雲狀圖

由圖(7-40)~圖(7-42)三張雲狀圖我們可以看到，隨著電抗器的匝數增加，分布在各部分的磁通量變大，但是整體分部的情況並不隨著匝數而改變。

### 3.各部位磁力線以及電感數值表

	4		10		15	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	1.81e-6	531.63	3.43e-6	3.702	5.244e-6	2.284
N1L	3.34e-6	6.69e-6	3.43e-6	6.86e-6	3.5e-6	7.0e-6
N1R	48.23e-6	56.41e-6	142.87e-6	273.48e-6	231.27e-6	454.36e-6
N2L	8.09e-6	265.95e-9	8.06e-6	264.97e-6	9.03e-6	264.24e-9
N2R	673.07e-9	265.95e-9	713e-9	264.97e-6	746.3e-9	264.24e-9
LL	20.54e-6	5.31e-6	152.71e-6	58.8e-6	368.44e-6	145.07e-6
LR	16.54e-6	5.31e-6	45.48e-6	58.8e-6	73.9e-6	145.07e-6
$\phi_2$	41.39e-6		44.04e-3		46.26e-6	
$\phi_L$	81.88e-6		81.85e-6		81.82e-6	

表(7.5) EI 鐵心模擬五各部位磁力線及電感數值表

由表(7.5)我們可以發現，隨著電抗器匝數的增加，整體的磁通量也增加，流經二次側所在位置的磁通量有些許增加，但經電抗器側的磁通量則無明顯變化，此乃在電抗器側有一個氣隙，所造成的現象。

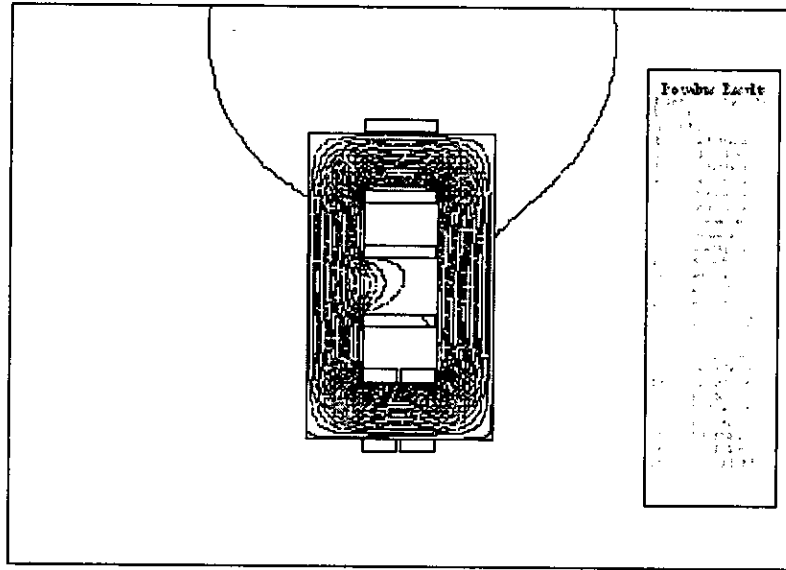
#### 模擬六：

二次側位於中央腳，電抗器位於下端腳，如圖(7-4)所示，二次側負載為一歐姆電阻、中央氣隙 10 mm。

#### 1.磁力線分布圖

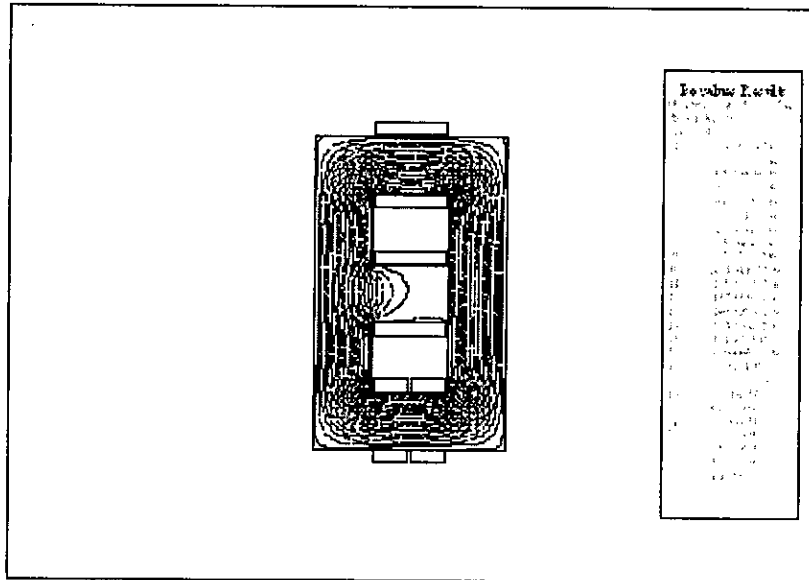
a.匝數：4 匝





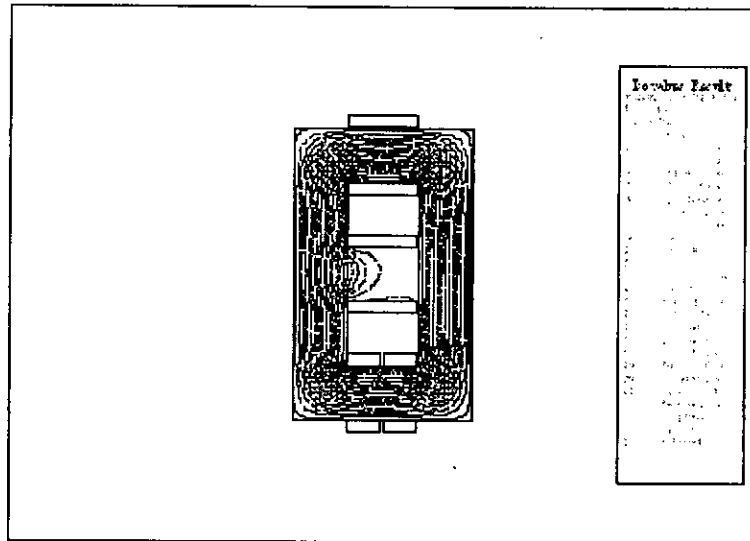
圖(7.43) EI 鐵心模擬六匝數4 匝磁力線分布圖

b.匝數：10 匝



圖(7.44) EI 鐵心模擬六匝數10 匝磁力線分布圖

c.匝數：15 匝

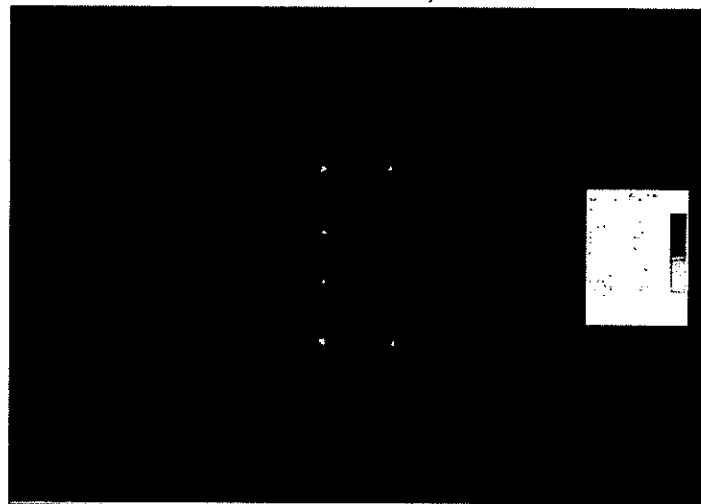


圖(7.45) EI 鐵心模擬六匝數 15 匝磁力線分布圖

由圖(7-43)~圖(7-45)三張磁力線分布圖可以看到，電抗器擺在下側腳，二次側擺在中央腳，因此電抗器可視為另外一個電流源。因中央腳有 10mm 的氣隙，產生一個磁阻，導致大部分的磁力線並不留經中央腳，僅在遠離氣隙端有少許的磁力線通過。

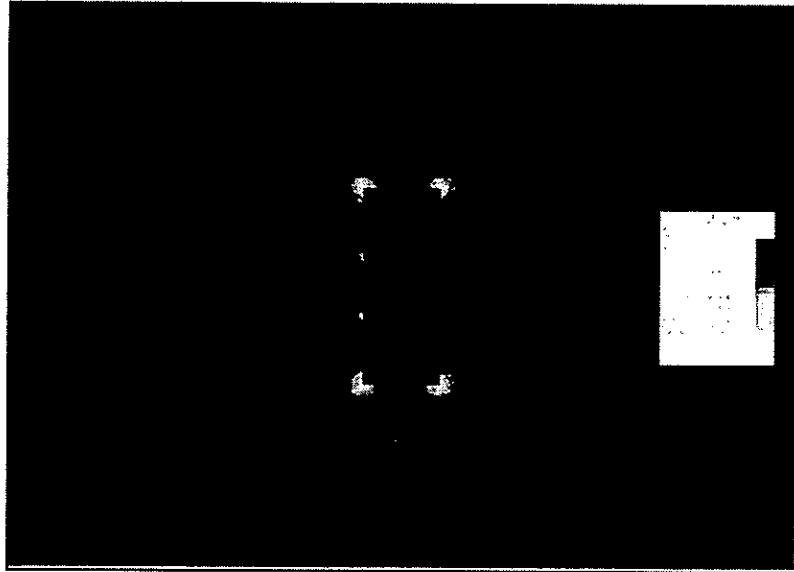
## 2. Flux Density 雲狀圖

a. 匝數：4 匝



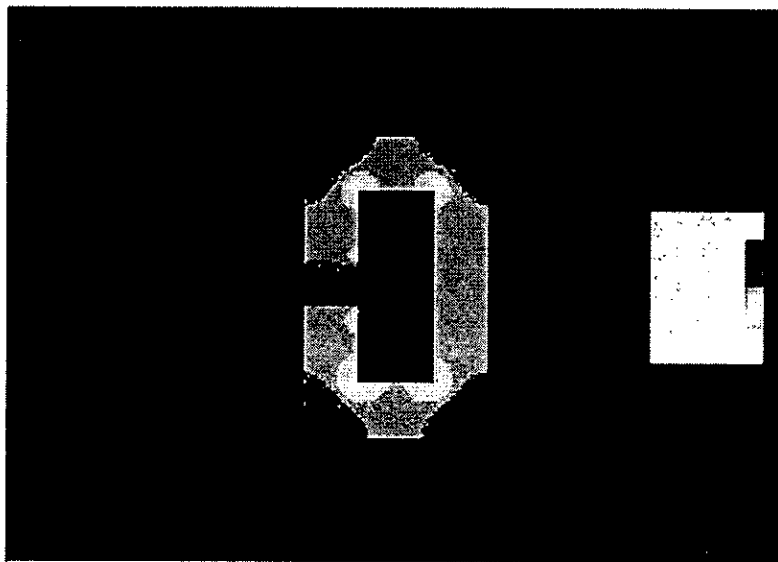
圖(7.46) EI 鐵心模擬六匝數 4 匝 Flux Density 雲狀圖

b. 匝數：10 匝



圖(7.47) EI 鐵心模擬六匝數 10 匝 Flux Density 雲狀圖

c. 匝數：15 匝



圖(7.48) EI 鐵心模擬六匝數 15 匝 Flux Density 雲狀圖

由圖(7-46)~圖(7-48)三張雲狀圖我們可以看到，整體磁通量密度分布並不會隨著匝數增加而改變。整體磁通量大小，會因為電抗器匝數增加而變大。中央腳的部分，不會因為電抗器匝數增加，而有更多比例的磁力線經過，主要是因為在中央腳的氣隙並沒有改變，所以磁阻沒有變化，導致磁

力線分布狀況沒有改變。

### 3.各部位磁力線及電感數值表

	4		10		15	
	Flux	Ind	Flux	Ind	Flux	Ind
core	36.84e-6	3.85	130.37e-6	569.22e-3	184.52e-6	1.17
N1L	4.09e-6	81.9e-6	6.43e-6	12.87e-6	20.07e-6	40.14e-6
N1R	815.08e-6	1.63e-3	2.85e-3	5.7e-3	3.94e-3	4.88e-3
N2L	163.69e-6	41.47e-6	571.04e-6	72.49e-6	790.18e-6	71.66e-6
N2R	169.9e-6	41.47e-6	583.39e-6	72.49e-6	807.5e-6	71.66e-6
LL	342.19e-6	136.59e-6	2.93e-3	1.17e-3	6.09e-3	2.43e-3
LR	2.78e-6	136.59e-6	16.2e-6	1.17e-3	1.5e-6	2.43e-3
$\phi_2$	81.9e-6		283.387e-6		390.42e-6	
$\phi_L$	40.69e-6		142.47e-6		198.55e-6	

表(7.6) EI 鐵心模擬六各部位磁力線及電感數值表

由表(7.6)我們可以發現，隨著電抗器匝數的增加，整體的磁通量也增加，但是每一個部分所留經的磁通量，比例沒有因為匝數的增加而有明顯的變化。

## 第八章 研究方法與過程 7 (模擬驗證理論分析成果)

經過前面章節軟體模擬結果，本章節主要方向與目的，在於將鐵心以磁路理論分析方式，與軟體模擬結果彼此相互驗證與比較，進而達到探索共鐵心架構構建方式與方法。一般而言，分析鐵心為常用之 UI 鐵心及 EI 鐵心，並經由理論驗證，尋找電抗器最佳安裝位置。

鐵心材質不同，影響變壓器及電抗器效率甚鉅，本次理論分析採用飛利浦 3C94 鐵心材質為主；分別針對 UI 鐵心，EI 鐵心實施理論分析。

### 一、磁路分析基本原理

任何鐵磁性材料建構之磁通路徑，為電能轉換設備中必備重要部分，如變壓器、馬達等。其整體架構中至少包含一個以上之磁通路徑，其中包括激磁源與磁通路徑之迴路，如此架構，即為磁路。而磁路之設計，期望以最少之磁動勢，並在有限之空間下，獲得所預期之磁通分布。

依據安培定律，圖(8-1)為安培定律示意圖，所表示電路與其相對應磁場關係為：

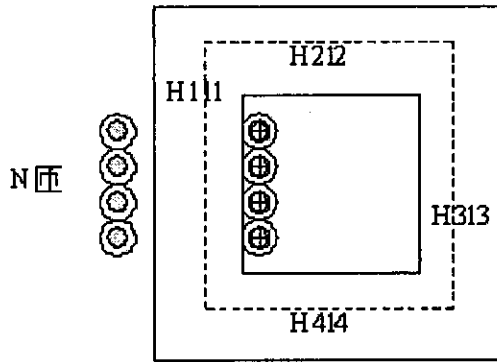
$$\oint H \cdot dl = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_4 l_4 = NI = F \quad (8.1)$$

dl：封閉路徑內微分長度

F：磁動勢

N：線圈匝數

I：線圈通過電流



圖(8-1) 安培定律示意圖

封閉回路磁通量與磁通密度之關係，如方程式(8.2)所示，磁通量方向以右手定則定之；假想右手握住一導體，伸出拇指所指示方向為電流方向，四指彎曲表示磁場方向。

$$\phi = \int B \cdot dA \quad (8.2)$$

$\phi$ ：磁通量。

$B$ ：磁通密度。

$A$ ：磁通所經過磁路截面積。

磁通密度與磁場強度關係式

$$B = \mu H \quad (8.3)$$

將方程式(8.3)代入方程式(8.2)，得

$$\phi = \mu H A \quad (8.4)$$

將方程式(8.4)代入方程式(8.1)

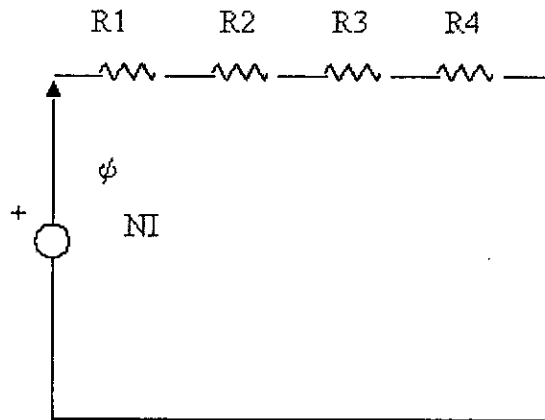
$$\oint \phi dl / \mu A = \int \phi_1 dl_1 / \mu A_1 + \dots + \int \phi_n dl_n / \mu_n A_n = NI = F \quad (8.5)$$

$$\phi_1 R_1 + \dots + \phi_n R_n = NI = F \quad (8.6)$$

$$R_1 = l_1 / \mu_1 \cdot A_1 \quad (8.7)$$

$$R_n = l_n / \mu_n \cdot A_n \quad (8.8)$$

以方程式(8.6)代入，可將圖(8-1)以圖(8-2)等效示之。



圖(8-2) 磁路等效示意圖

固定磁動勢磁路分析，可以類似直流電路方式分析。但除了受到磁非線性限制外，可利用相似於電路分析方式，運用於磁路。表(8-1)為磁路物理量與電路物理量比較：

磁路		電路	
磁動勢	$F \text{ (A-t)}$	電壓	$V \text{ (V)}$
磁通量	$\psi \text{ (Wb)}$	電流	$I \text{ (A)}$
磁阻	$R \text{ (1/H)}$	電阻	$R \text{ (}\Omega\text{)}$
磁場強度	$H \text{ (A-t/m)}$	電場強度	$E \text{ (V/m)}$
磁通密度	$B \text{ (Tesla)}$	電流密度	$J \text{ (A/m}^2\text{)}$
導磁係數	$\mu \text{ (H/m)}$	導電率	$\sigma \text{ (S/m)}$
磁路長度	$l \text{ (m)}$	導體長度	$l \text{ (m)}$
磁路截面積	$A \text{ (m}^2\text{)}$	導體截面積	$A \text{ (m}^2\text{)}$
$F = \psi R$		$V = IR$	
$B = \mu H$		$J = \sigma E$	
$R = l / \mu A$		$R = l / \sigma A$	

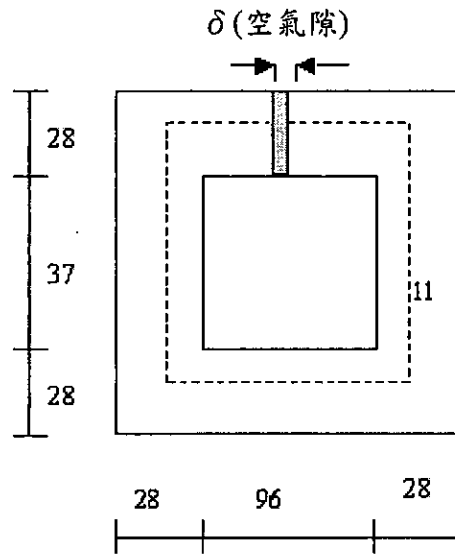
表(8-1) 磁路物理量與電路物理量比較表

電路分析有串聯、並聯及串並聯分析模式，相對於磁路分析，也有相

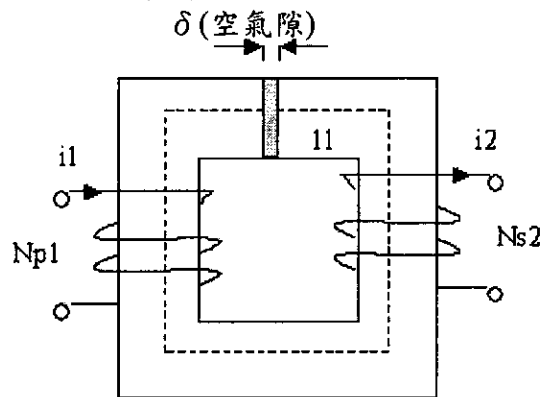
對性的分析方法及拓樸表現方式。本案共討論UI鐵心及EI鐵心下列磁路分析及組合模式。下列章節逐一說明鐵心理論分析、拓樸及分析結果。

## 二、UI鐵心分析

在UI鐵心架構，如圖(8-3)及圖(8-4)所示，我們採用長度為152mm、寬度為93mm、厚度為60mm及磁路寬度為28mm；一次線圈為10匝，一次電流為0.5A。



圖(8-3) UI鐵心平面圖

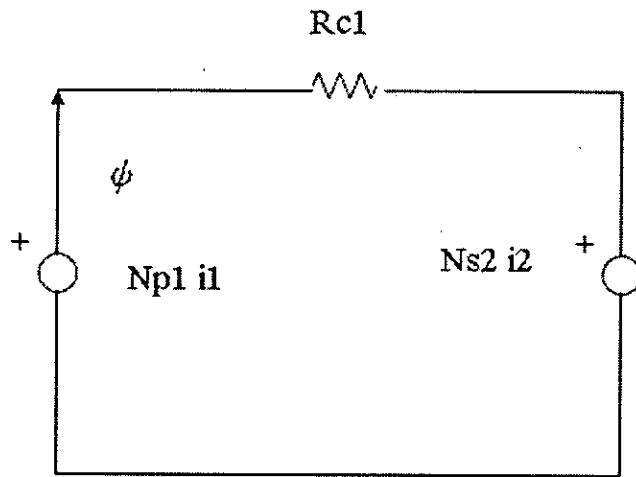


圖(8-4) UI鐵心變壓器架構圖

### 1. 無空氣隙磁路分析( $\delta=0$ )

(1.) 依據圖(8-4)，磁路拓樸線路圖，如圖(8-5)所示：





圖(8-5) UI 鐵心架構環型磁路拓樸(無空氣隙)

由方程式(8.8)得知：

$$R_{c1} = l / \mu_r \mu_0 A_1 \quad (8.9)$$

$R_{c1}$ ：UI 鐵心磁阻

$l$ ：UI 鐵心磁路長度

$\mu_r$ ：UI 鐵心相對導磁係數

$\mu_0$ ：真空導磁係數

$A_1$ ：UI 鐵心磁路截面積

$N_{p1}i_1$ ：變壓器一次側磁動勢。

$N_{s2}i_2$ ：變壓器二次側反磁動勢。

$$F = N_{p1}i_1 - N_{s2}i_2$$

由方程式(8.6)得知：

$$\phi = (N_{p1}i_1 - N_{s2}i_2) / (R_{c1}) \quad (8.10)$$

(2.) 依據圖(8-5)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ : 二次側匝數, 5 匝。

$i_2$ : 二次側電流, 0 安培。(無負載, 故一次側電流為激磁電流)

$l$ : 平均磁路長度, 0.378 m。

$A$ : 磁路截面積, 0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{cl}$ : 磁路磁阻, 68865.11961 A-t/Wb。

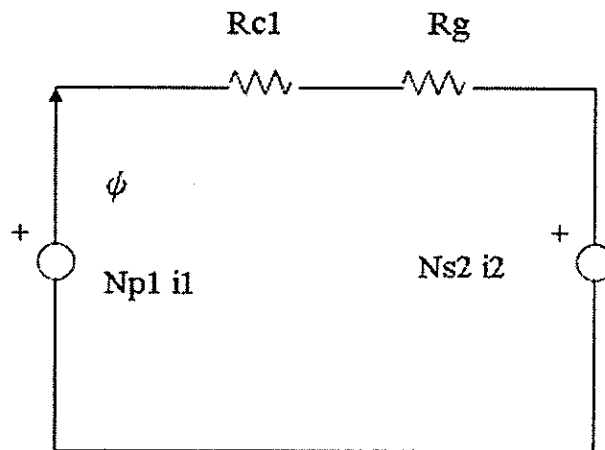
$\psi$ : 磁通量, 7.26057e-05 Wb。

由上述分析可獲知, 磁阻於建構完成後, 在磁線性區即已固定, 故磁通量與磁動勢成正比關係。

## 2. 有空氣隙磁路分析 ( $\delta \neq 0$ )

磁路中增設空氣隙, 自 1mm 至 10mm, 以驗證對磁路之影響。

(1.) 依據圖(8-4)考量空氣隙, 磁路拓樸線路圖, 如圖(8-64)所示:



圖(8-6) UI 鐵心架構環型磁路拓樸(有空氣隙)

$$R_g = \delta / \mu_0 * A_1 \quad (8.11)$$

$R_g$ : UI 鐵心空氣隙磁阻

$\delta$ : UI 鐵心磁路空氣隙長度

$\mu_0$ : 真空導磁係數

A1: UI 鐵心磁路空氣隙截面積

$$\phi = (N_{p1} i_{l1} - N_{s1} i_{l2}) / (R_{c1} + R_g) \quad (8.12)$$

(2.) 依據圖(8-6)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_{l1}$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_{l2}$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l$ ：平均磁路長度，0.378 m。(受到空氣隙之影響，長度有些變動)

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}$ ：磁路磁阻(鐵心)，68682.93675~67043.29105 A-t/Wb。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)，473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

$R$ ：總磁路磁阻: 542358.3626~4803797.55A-t/Wb。

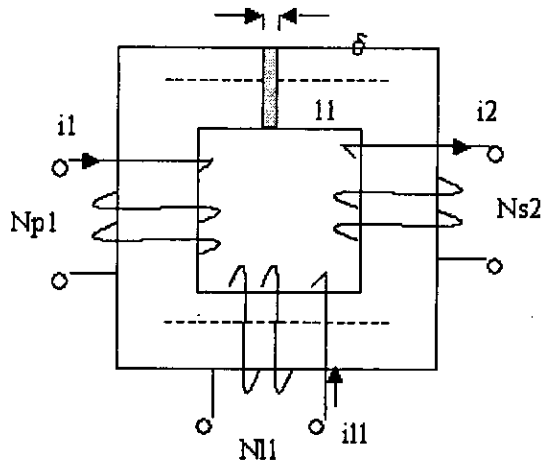
$\psi$ ：磁通量，9.219E-06~1.04084E-06 Wb。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨之減少，且可見到明顯差距。理論分析趨勢圖，請參考圖(8-11)。

### 3.有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘)

磁路中增設空氣隙，並將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有加乘功用；自 1mm 至 10mm，以驗證對磁路影響。

$\delta$ (空氣隙)



圖(8-7) UI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖

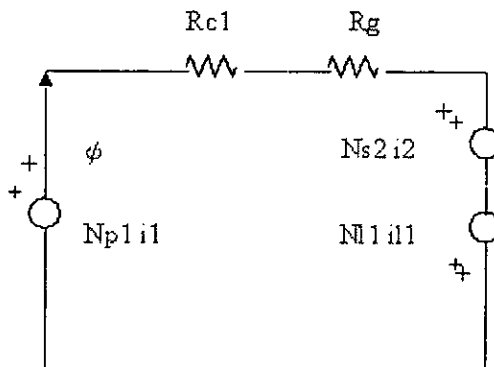
$N_{11}$ :電抗器匝數

$i_{11}$ : 電抗器之負載電流

$N_{11} i_{11}$ : 電抗器因負載電流所造成磁動勢

(1) 依據圖(8-7)考量空氣隙及電抗器，磁路拓樸線路圖，如圖(8-8)所示：

示：



圖(8-8) UI 鐵心架構環型磁路拓樸(電抗器加乘與空氣隙)

$$\phi = (N_{p1} i_1 - N_{s2} i_2 + N_{11} i_{11}) / (R_{c1} + R_g) \quad (8.13)$$

(2) 依據圖(8-8)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數 10 匝。

$i_1$ ：一次側電流 0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數 5 匝。

$i_2$ ：二次側電流 0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l$ ：平均磁路長度，0.378 m。(受到空氣隙影響，長度有些變動)

$N_{l1}$ ：電抗器 4 匝數。

$i_{l1}$ ：2.5 安培。

$A$ ：磁路截面積 0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}$ ：磁路磁阻(鐵心) 68682.93675~67043.29105 A-t/Wb。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙) 473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

$R$ ：總磁路磁阻: 542358.3626~4803797.55 A-t/Wb。

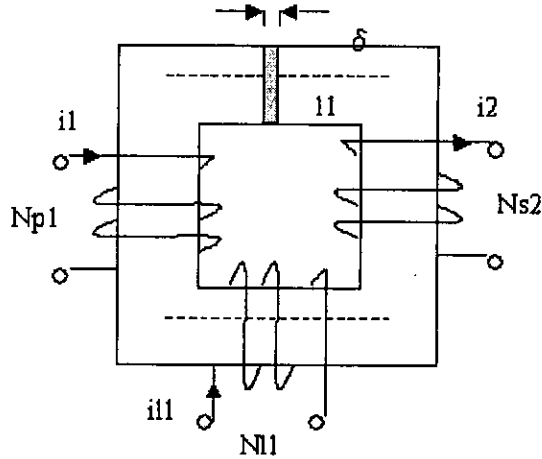
$\psi$ ：磁通量，2.7657E-05~3.12253E-06 Wb。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨之減少，且可見到明顯差距。雖然磁通量受到空氣隙影響而減少，但由於電抗器加乘效果，故可從上述分析，見到磁通量與前一章節明顯變化，理論分析趨勢圖，請參考圖 (8-11)。

#### 4. 有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘)

磁路中增設空氣隙，將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有減乘功用；自 1mm 至 10 mm，以驗證對磁路影響。

$\delta$ (空氣隙)



圖(8-9) UI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖

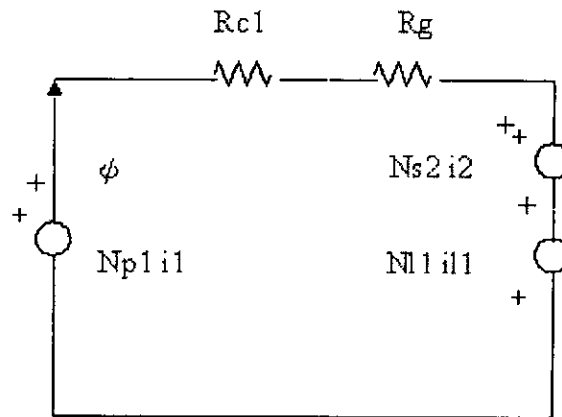
$N_{11}$ :電抗器匝數

$i_{11}$ : 電抗器負載電流

$N_{11} i_{11}$ : 電抗器因負載電流所造成磁動勢

(1) 依據圖(8-9)考量空氣隙及電抗器，磁路拓樸線路圖，如圖(8-10)所示：

示：



圖(8-10) UI 鐵心架構環型磁路拓樸(電抗器減乘與空氣隙)

$$\phi = (N_{p1} i_1 - N_{s1} i_2 - N_{11} i_{11}) / (R_{c1} + R_g) \quad (8.14)$$

(2) 依據圖(8-10)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l$ ：平均磁路長度，0.378 m。(受到空氣隙影響，長度有些變動)

$N_{l1}$ ：電抗器 4 匝數。

$i_{l1}$ ：2.5 安培。

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}$ ：磁路磁阻(鐵心) 68682.93675~67043.29105 A-t/Wb。

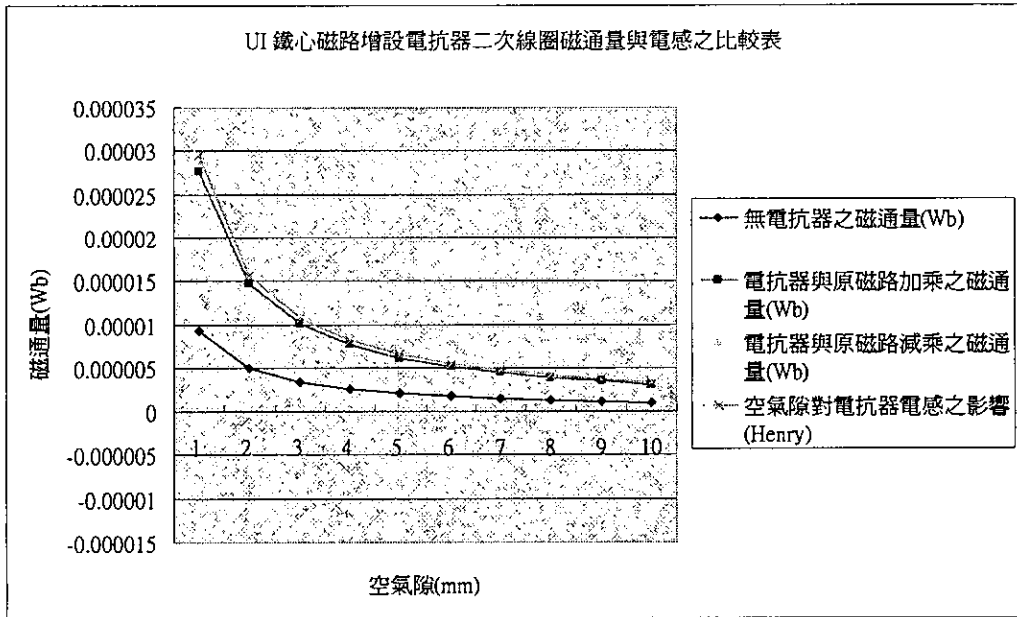
$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙) 473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

$R$ ：總磁路磁阻: 542358.3626~4803797.55 A-t/Wb。

$\psi$ ：磁通量，-9.219E-06~-1.04084E-06 Wb。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣之影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於，磁通量也隨之減少，且可見到明顯之差距。雖然，磁通量受到空氣隙之影響而減少，且由於電抗器之減乘效果，可見到磁通量與前一章節之明顯變化，理論分析趨勢圖，請參考圖 (8-11)。

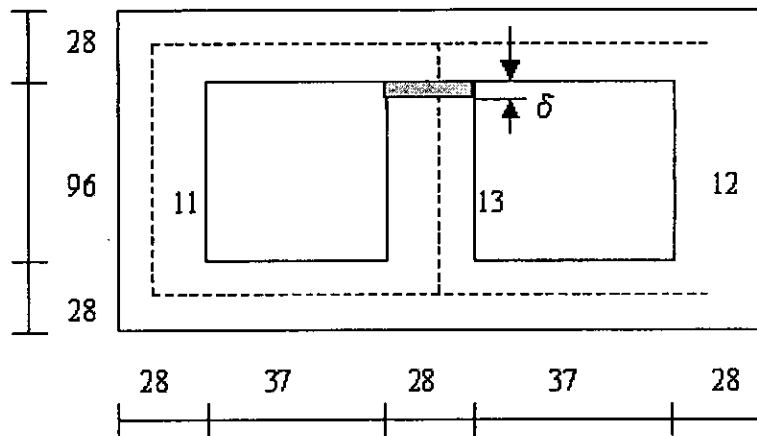
由上述結果可見到電抗器對環型磁路，將造成明顯且差異性相當大影響，近造成變壓器運轉之困擾，故建議環型鐵心暫時不適用於共構鐵心。



圖(8-11) UI 鐵心架構環型二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖

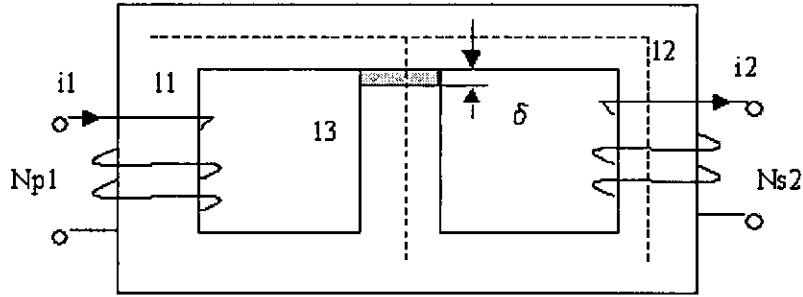
### 三、EI 鐵心分析

在 EI 鐵心架構，如圖(8-12)及圖(8-13)所示，我們採用長度為 158 mm、寬度為 152 mm、厚度為 60 mm 及磁路寬度為 28mm；一次線圈為 10 匝，一次電流為 0.5A。



圖(8-12) EI 鐵心平面圖(二次線圈安裝於鐵心外側)

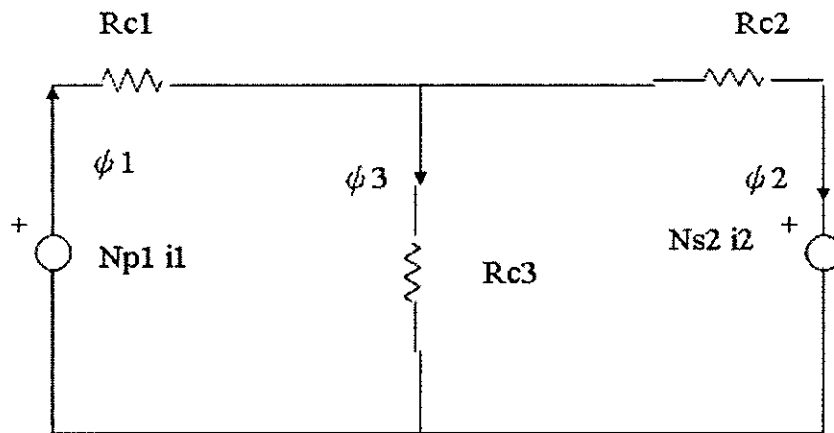




圖(8-13) EI 鐵心變壓器架構圖(二次線圈安裝於鐵心外側)

1.無空氣隙磁路分析(二次線圈安裝於鐵心外側， $\delta=0$ )

(1) 依據圖(8-13)，磁路拓樸線路圖，如圖(8-14)所示：



圖(8-14) EI 鐵心架構磁路拓樸(無空氣隙)

由方程式(8.8)得知：

$$R_{c1} = l_1 / \mu_r \mu_0 A_1 \quad (8.15)$$

$$R_{c2} = l_2 / \mu_r \mu_0 A_2 \quad (8.16)$$

$$R_{c3} = l_3 / \mu_r \mu_0 A_3 \quad (8.17)$$

$$A = A_1 = A_2 = A_3$$

$R_{c1}, R_{c2}, R_{c3}$  : EI 鐵心磁阻

$l_1$  : EI 鐵心一次線圈磁路長度

$l_2$  : EI 鐵心二次線圈磁路長度

$l_3$  : EI 鐵心中央磁路長度

$\mu_r$  : EI 鐵心相對導磁係數

$\mu_0$  : 真空導磁係數

$A_1$  : EI 鐵心一次線圈磁路截面積

$A_2$  : EI 鐵心二次線圈磁路截面積

$A_3$  : EI 鐵心中央磁路截面積

$N_{p1}i_1$  : 變壓器一次側磁動勢。

$N_{s2}i_2$  : 變壓器二次側反磁動勢。

$$\begin{bmatrix} R_{c1}+R_{c3} & -R_{c3} \\ -R_{c3} & R_{c2}+R_{c3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{p1}i_1 \\ -N_{s2}i_2 \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

$\phi_1$  : 流過一次線圈磁通量

$\phi_2$  : 流過二次線圈磁通量

$$\phi_3 = \phi_1 - \phi_2 \text{ 流過鐵心中央磁通量} \quad (8.19)$$

(2.) 依據圖(8-14)理論計算結果，

$N_{p1}$  : 一次側匝數， 10 匝。

$i_1$  : 一次側電流， 0.5 安培。

$N_{s2}$  : 二次側匝數， 5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l_1=l_2$ ：平均磁路長度，0.254 m。

$l_3$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}=R_{c2}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c3}$ ：鐵心中央磁路磁阻，22590.67416 A-t/Wb。

$\psi_1$ ：磁通量，8.13611E-05 Wb。

$\psi_2$ ：磁通量，2.66899E-05 Wb。

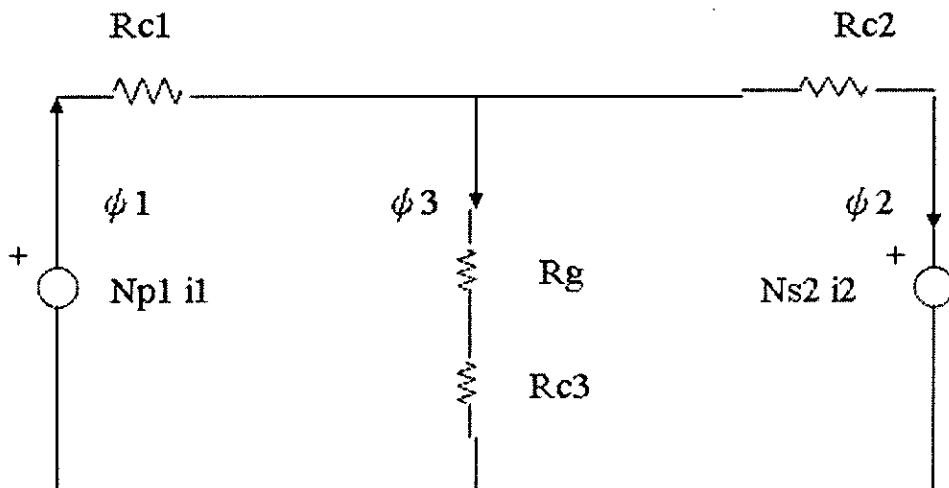
$\psi_3$ ：磁通量，5.46712E-05 Wb。

由上述分析可獲知，二次側線圈磁通量，受到中央鐵心分流影響，造成磁通量偏低，此模式值得再討論。

## 2. 有空隙磁路分析(空氣隙開於鐵心中央， $\delta \neq 0$ )

磁路中增設空氣隙於鐵心中央，自 1mm 至 10mm，以驗證對磁路影響。

(1.) 依據圖(8-13)考量空氣隙，磁路拓樸線路圖，如圖(8-15)所示：



圖(8-15) EI 鐵心架構磁路拓樸(空氣隙開於鐵心中央)

$$R_g = \delta / \mu_0 * A_1 \quad (8.20)$$

$R_g$  : EI 鐵心空氣隙磁阻

$\delta$  : EI 鐵心磁路空氣隙長度

$\mu_0$  : 真空導磁係數

$A_1$  : EI 鐵心磁路空氣隙截面積

$$\begin{pmatrix} R_{c1} + R_{c3} + R_g & -(R_{c3} + R_g) \\ -(R_{c3} + R_g) & R_{c2} + R_{c3} + R_g \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_{p1} i_1 \\ -N_{s2} i_2 \end{pmatrix}$$

(8.21)

$\phi_1$  : 流過一次線圈磁通量

$\phi_2$  : 流過二次線圈磁通量

$\phi_3 = \phi_1 - \phi_2$  流過鐵心中央磁通量 (8.22)

(2) 依據圖(8-15)理論計算結果，

$N_{p1}$  : 一次側匝數，10 匝。

$i_1$  : 一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$  : 二次側匝數，5 匝。

$i_2$  : 二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l_1 = l_2$  : 平均磁路長度，0.254 m。

$l_3$  : 鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。(受到空氣隙影響，長度有些

變動)

$A$ ：磁路截面積， $0.00168 \text{ m}^2$ 。

$R_{c1}=R_{c2}$ ：磁路磁阻， $46274.44545 \text{ A-t/Wb}$ 。

$R_{c3}+R_g$ ：鐵心中央磁路磁阻， $496083.9172\sim 4757523.104 \text{ A-t/Wb}$ 。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)， $473675.4259\sim 4736754.259 \text{ A-t/Wb}$ 。

$\psi_1$ ：磁通量， $5.6433\text{E-}05\sim 5.4287\text{E-}05 \text{ Wb}$ 。

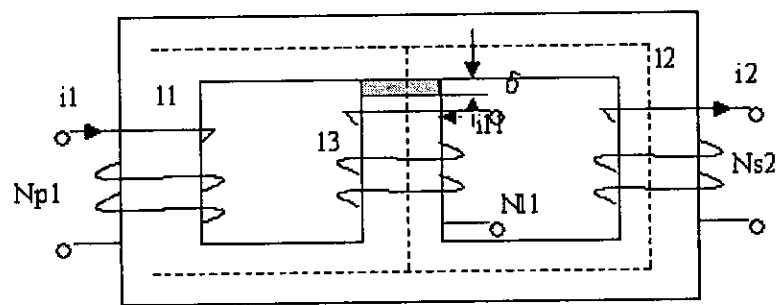
$\psi_2$ ：磁通量， $5.1618\text{E-}05\sim 5.3764\text{E-}05 \text{ Wb}$ 。

$\psi_3$ ：磁通量， $4.8149\text{E-}06\sim 5.2294\text{E-}07 \text{ Wb}$ 。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨變化，逐漸遞減後趨於穩定。理論分析趨勢圖，請參考圖(8-19)。

### 3. 有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘)

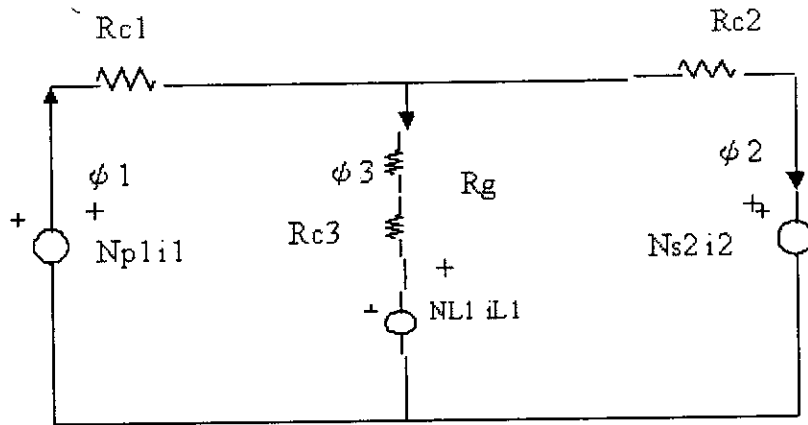
磁路中增設空氣隙，將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有加乘功用；自  $1\text{mm}$  至  $10\text{mm}$ ，以驗證對磁路影響。



圖(8-16) EI 鐵心變壓器與電抗器共構架構圖

(1) 依據圖(8-16)考量空氣隙及電抗器，磁路拓樸線路圖，如圖(8-17)

所示：



圖(8-17) EI鐵心架構磁路拓樸(電抗器加乘與空氣隙開於鐵心中央)

$$\begin{bmatrix} R_{c1}+R_{c3}+R_g & -(R_{c3}+R_g) \\ -(R_{c3}+R_g) & R_{c2}+R_{c3}+R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_p i_1 - N_L i_{L1} \\ N_L i_{L1} - N_s i_2 \end{bmatrix} \quad (8.23)$$

$\phi_1$ ：流過一次線圈磁通量

$\phi_2$ ：流過二次線圈磁通量

$\phi_3 = \phi_1 - \phi_2$  流過鐵心中央之磁通量 (8.24)

(2) 依據圖(8-17)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$N_{L1}$ ：電抗器 4 匝數。

$i_{L1}$ ：2.5 安培。

$l_1=l_2$ ：平均磁路長度，0.254 m。

$l_3$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。(受到空氣隙影響，長度有些變動)

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}=R_{c2}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c3}+R_g$ ：鐵心中央磁路磁阻，496083.9172~4757523.104 A-t/Wb。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)，473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

$\psi_1$ ：磁通量，4.68031E-05 ~ 5.32411E-05 Wb。

$\psi_2$ ：磁通量，6.12479E-05~5.48099E-05 Wb。

$\psi_3$ ：磁通量，-1.44447E-05~-1.56882E-06 Wb。

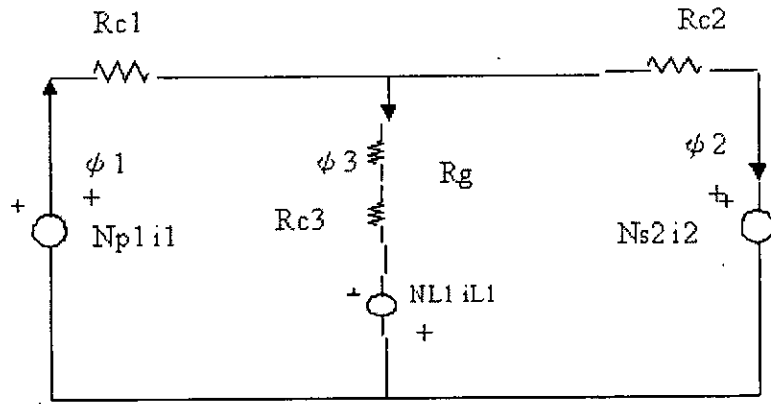
由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙之影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨之變化，逐漸遞減後趨於穩定。當空氣隙較小時，受到電抗器影響較顯著，但隨著空氣隙增加，可發現二次線圈磁通量逐漸穩定增加，理論分析趨勢圖，請參考圖(8-19)。

#### 4. 有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘)

磁路中增設空氣隙，將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有減乘功用；自 0.0001mm 至 5 mm，以驗證對磁路影響。

(1) 依據圖(8-16)考量空氣隙及電抗器，磁路拓撲線路圖，如圖(8-18)

所示：



圖(8-18) EI 鐵心架構磁路拓樸(電抗器減乘與空氣隙開於鐵心中央)

$$\begin{pmatrix} R_{c1}+R_{c3}+R_g & -(R_{c3}+R_g) \\ -(R_{c3}+R_g) & R_{c2}+R_{c3}+R_g \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi 1 \\ \phi 2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_{p1}i_1+N_{l1}i_{l1} \\ -N_{l1}i_{l1}-N_{s2}i_2 \end{pmatrix} \quad (8.25)$$

$\phi 1$ : 流過一次線圈磁通量

$\phi 2$ : 流過二次線圈磁通量

$$\phi 3 = \phi 1 - \phi 2 \quad \text{流過鐵心中央磁通量} \quad (8.26)$$

(2) 依據圖(8-18)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$N_{l1}$ ：電抗器 4 匝數。

$i_{l1}$ ：2.5 安培。

$l_1=l_2$ ：平均磁路長度，0.254 m。



$l_3$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。(受到空氣隙影響，長度有些變動)

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}=R_{c2}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c3}+R_g$ ：鐵心中央磁路磁阻，496083.9172~4757523.104 A-t/Wb。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)，473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

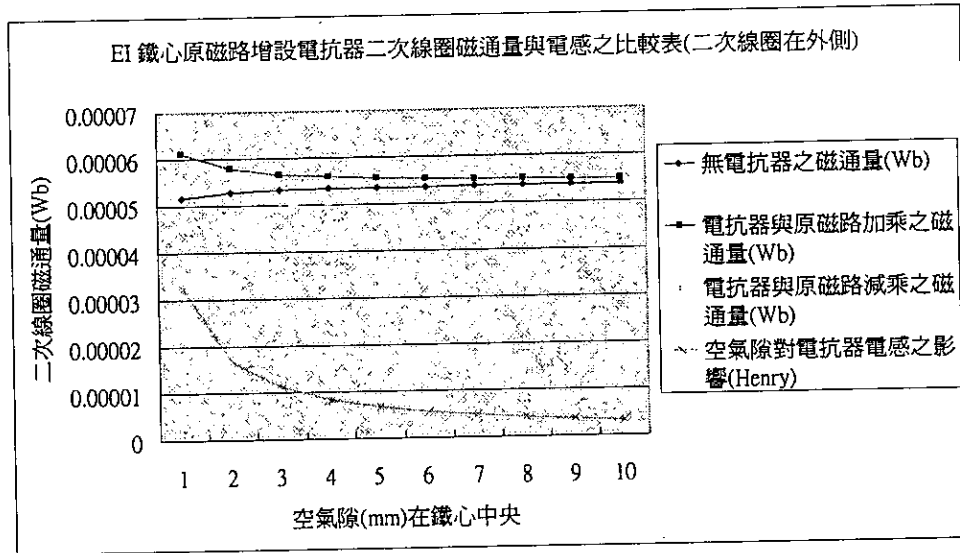
$\psi_1$ ：磁通量，6.60628E-05~5.53328E-05 Wb。

$\psi_2$ ：磁通量，4.19882E-05~5.27181E-05 Wb。

$\psi_3$ ：磁通量，2.40745E-05~2.6147E-06 Wb。

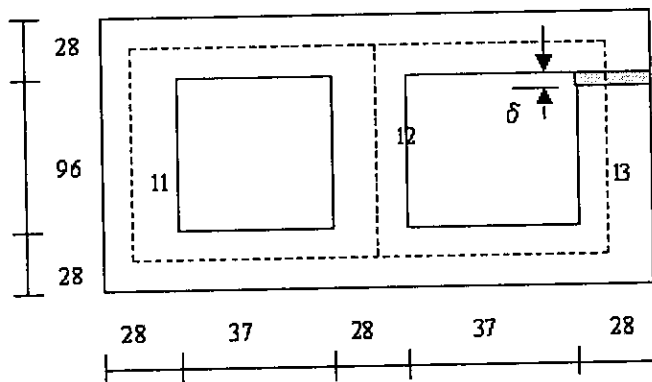
由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨之變化，逐漸遞減後趨於穩定。當空氣隙較小時，受到電抗器影響較顯著，但隨著空氣隙之增加，可發現二次線圈磁通量逐漸穩定增加，理論分析趨勢圖，請參考圖 (8-19)。

由上述結果可見到電抗器對EI鐵心磁路，將造成影響，但隨著空氣隙增加，可避免電抗器對變壓器造成影響，針對鐵心共構，可將此種模式列入考量。

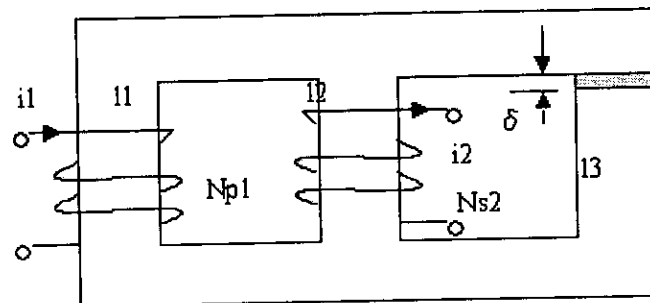


圖(8-19) EI 鐵心架構二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖

5. 無空氣隙磁路分析(二次線圈安裝於鐵心中央,  $\delta=0$ )

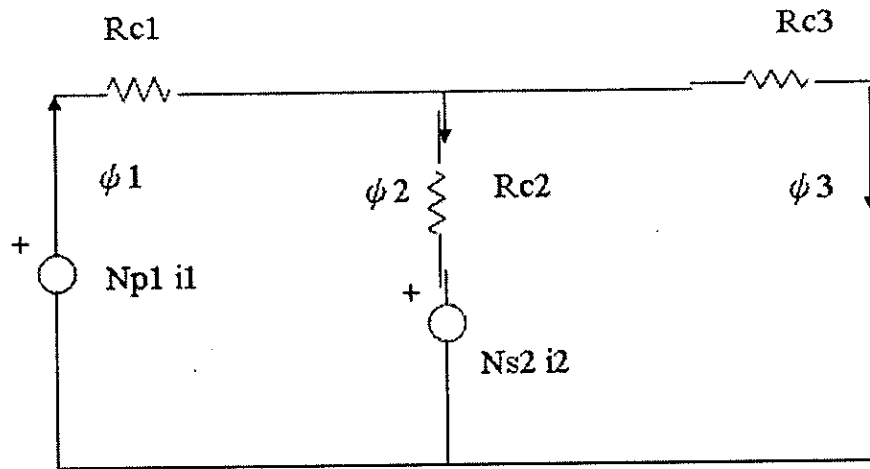


圖(8-20) EI 鐵心平面圖(二次線圈安裝於鐵心中央)



圖(8-21) EI 鐵心變壓器架構圖(二次線圈安裝於鐵心中央)

(1) 依據圖(8-21), 磁路拓樸線路圖, 如圖(8-22)所示:



圖(8-22) EI 鐵心架構磁路拓樸(無空氣隙)

由方程式(8.8)得知：

$$R_{c1} = l_1 / \mu_r \mu_0 A_1 \quad (8.27)$$

$$R_{c2} = l_2 / \mu_r \mu_0 A_2 \quad (8.28)$$

$$R_{c3} = l_3 / \mu_r \mu_0 A_3 \quad (8.29)$$

$$A = A_1 = A_2 = A_3$$

$R_{c1}, R_{c2}, R_{c3}$  : EI 鐵心磁阻

$l_1$  : EI 鐵心一次線圈磁路長度

$l_2$  : EI 鐵心二次線圈磁路長度

$l_3$  : EI 鐵心外側磁路長度

$\mu_r$  : EI 鐵心相對導磁係數

$\mu_0$  : 真空導磁係數

$A_1$  : EI 鐵心一次線圈磁路截面積

$A_2$  : EI 鐵心二次線圈磁路截面積

$A_3$  : EI 鐵心外側磁路截面積

$N_p i_1$ ：變壓器一次側磁動勢。

$N_s i_2$ ：變壓器二次側反磁動勢。

$$\begin{pmatrix} R_{c1}+R_{c2} & -R_{c2} \\ -R_{c2} & R_{c2}+R_{c3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_p i_1 - N_s i_2 \\ N_s i_2 \end{pmatrix} \quad (8.30)$$

$\phi_1$ ：流過一次線圈磁通量

$\phi_3$ ：流過鐵心外側磁通量

$\phi_2 = \phi_1 - \phi_3$  流過二次線圈磁通量 (8.31)

(2) 依據圖(8-22)理論計算結果，

$N_p$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_s$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l_1 = l_3$ ：平均磁路長度，0.254 m。

$l_2$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1} = R_{c3}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c2}$ ：鐵心中央磁路磁阻，22590.67416 A-t/Wb。

$\psi_1$ ：磁通量，8.13611E-05 Wb。

$\psi_2$ : 磁通量,  $5.46712E-05$  Wb。

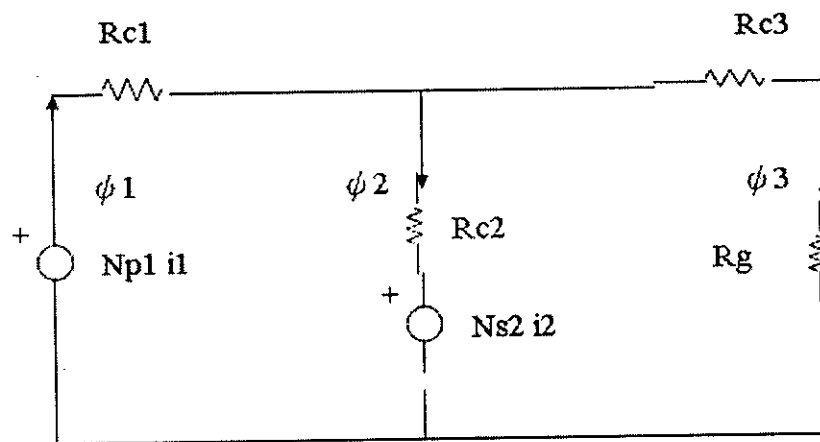
$\psi_3$ : 磁通量,  $2.66899E-05$  Wb。

由上述分析可獲知, 二次側線圈磁通量, 由於安裝於鐵心中央, 受分流影響, 故磁通量較外側磁路高。

### 6. 有空氣隙磁路分析(空氣隙開於鐵心外側, $\delta \neq 0$ )

磁路中增設空氣隙於鐵心外側, 自 1mm 至 10mm, 以驗證對磁路影響。

(1.) 依據圖(8-20), 磁路拓樸線路圖, 如圖(8-23)所示:



圖(8-23) EI 鐵心架構磁路拓樸(空氣隙開於鐵心外側)

$$R_g = \delta / \mu_0 * A_1 \quad (832)$$

$R_g$ : EI 鐵心空氣隙磁阻

$\delta$ : EI 鐵心磁路空氣隙長度

$\mu_0$ : 真空導磁係數

$A_1$ : EI 鐵心磁路空氣隙截面積

$$\begin{pmatrix} R_{c1}+R_{c2} & -R_{c2} \\ -R_{c2} & R_{c2}+R_{c3}+R_g \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_p i_1 - N_s i_2 \\ N_s i_2 \end{pmatrix} \quad (8.33)$$

$\phi_1$ ：流過一次線圈磁通量

$\phi_3$ ：流過鐵心外側磁通量

$$\phi_2 = \phi_1 - \phi_3 \quad \text{流過二次線圈磁通量} \quad (8.34)$$

(2) 依據圖(8-23)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$l_1=l_3$ ：平均磁路長度，0.254 m。(l<sub>3</sub> 受到空氣隙影響，長度有些變動)

$l_2$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c2}$ ：磁路磁阻，22590.67416 A-t/Wb。

$R_{c3}+R_g$ ：鐵心中央磁路磁阻，519767.6885~4781206.876 A-t/Wb。

$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)，473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

$\psi_1$ ：磁通量，7.36115E-05~7.27179E-05 Wb。

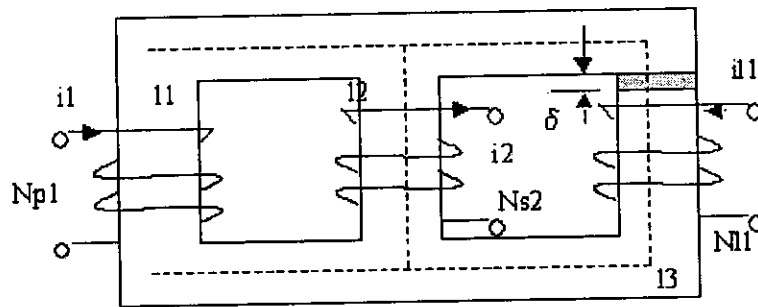
$\psi_2$ ：磁通量， $7.05454E-05 \sim 7.23759E-05$  Wb。

$\psi_3$ ：磁通量， $3.06612E-06 \sim 3.41968E-07$  Wb。

由上述分析可獲知，磁阻雖受到空氣隙之影響，但從磁通量變化上，差異性不會太大，且二次線圈之磁通量，隨著空氣隙增加，呈增加趨勢，理論分析趨勢圖，請參考圖(8-28)。

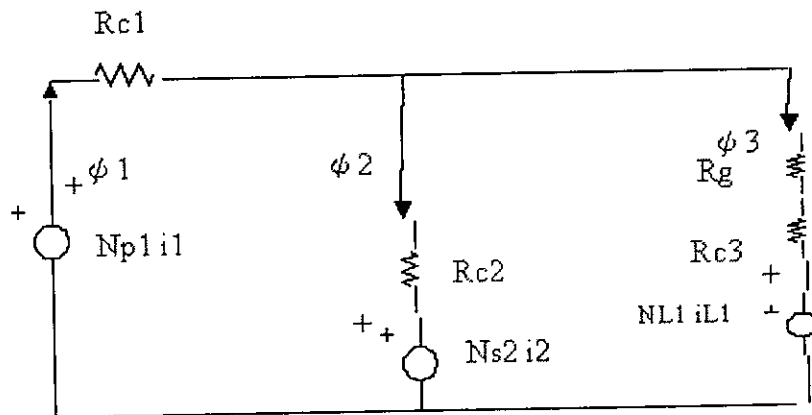
### 7. 有空隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘)

磁路中增設空氣隙，將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有加乘功用；自 1mm 至 10mm，以驗證對磁路影響。



圖(8-24) EI 鐵心變壓器電抗器加乘與空氣隙開於鐵心外側架構圖

(1) 依據圖(8-24)，磁路拓樸線路圖，如圖(8-25)所示：



圖(8-25) EI 鐵心磁路拓樸(電抗器加乘與空氣隙開於鐵心外側)

$$\begin{pmatrix} R_{c1}+R_{c2} & -R_{c2} \\ -R_{c2} & R_{c2}+R_{c3}+R_g \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_{p1}i_1-N_{s2}i_2 \\ N_{s2}i_2-N_{l1}i_l \end{pmatrix} \quad (8.35)$$

$\phi_1$ ：流過一次線圈磁通量

$\phi_3$ ：流過鐵心外側磁通量

$$\phi_2 = \phi_1 - \phi_3 \quad \text{流過二次線圈磁通量} \quad (8.36)$$

(2) 依據圖(8-25)理論計算結果，

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$N_{l1}$ ：電抗器 4 匝數

$i_{l1}$ ：2.5 安培。

$l_1=l_3$ ：平均磁路長度，0.254 m。(l3 受到空氣隙影響，長度有些變動)

動)

$l_2$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。

$A$ ：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

$R_{c1}$ ：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

$R_{c2}$ ：磁路磁阻，22590.67416 A-t/Wb。

$R_{c3}+R_g$ ：鐵心中央磁路磁阻，519767.6885~4781206.876 A-t/Wb。



$R_g$ ：磁路磁阻(空氣隙)， $473675.4259 \sim 4736754.259 \text{ A}\cdot\text{t}/\text{Wb}$ 。

$\psi_1$ ：磁通量， $6.74793\text{E-}05 \sim 7.20339\text{E-}05 \text{ Wb}$ 。

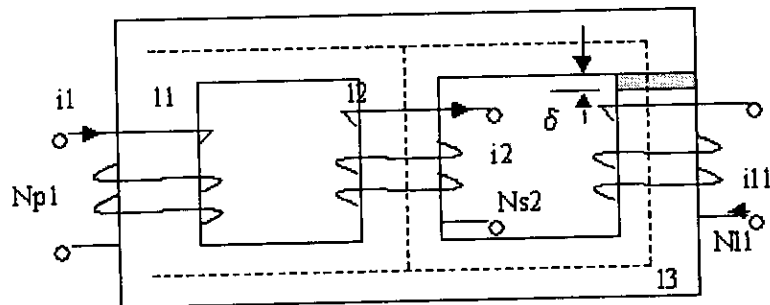
$\psi_2$ ：磁通量， $8.31066\text{E-}05 \sim 7.37769\text{E-}05 \text{ Wb}$ 。

$\psi_3$ ：磁通量， $-1.56273\text{E-}05 \sim -1.74293\text{E-}06 \text{ Wb}$ 。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙之影響，但從磁通量之變化上，差異性大，隨著空氣隙增加，二次線圈磁通量，逐漸趨近一次側線圈磁通，理論分析趨勢圖，請參考圖(8-28)。

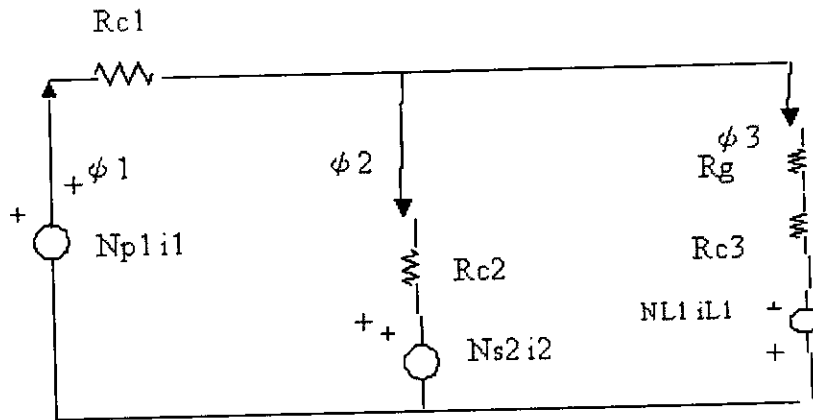
### 8. 有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘)

磁路中增設空氣隙，將電抗器與變壓器共用鐵心，並運用繞線方式使彼此間磁通量有減乘功用；自  $1\text{mm}$  至  $10\text{mm}$ ，以驗證對磁路影響。



圖(8-26) EI 鐵心變壓器電抗器減乘與空氣隙開於鐵心外側架構圖

(1.)依據圖(8-26)，磁路拓樸線路圖，如圖(8-27)所示：



圖(8-27) EI鐵心磁路拓樸(電抗器減乘與空氣隙開於鐵心外側)

$$\begin{bmatrix} R_{c1}+R_{c2} & -R_{c2} \\ -R_{c2} & R_{c2}+R_{c3}+R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{p1}i_1 - N_{s2}i_2 \\ N_{s2}i_2 + N_{L1}i_{L1} \end{bmatrix} \quad (8.37)$$

$\phi_1$ ：流過一次線圈磁通量

$\phi_3$ ：流過鐵心外側磁通量

$\phi_2 = \phi_1 - \phi_3$  流過二次線圈磁通量 (8.38)

(2) 依據圖(8-27)理論計算結果

$N_{p1}$ ：一次側匝數，10 匝。

$i_1$ ：一次側電流，0.5 安培。

$N_{s2}$ ：二次側匝數，5 匝。

$i_2$ ：二次側電流，0 安培。(無負載，故一次側電流為激磁電流)

$N_{L1}$ ：電抗器 4 匝數。

$i_{L1}$ ：2.5 安培。

$l_1=l_3$ ：平均磁路長度，0.254 m。(l<sub>3</sub> 受到空氣隙影響，長度有些變動)

$l_2$ ：鐵心中央平均磁路長度，0.124 m。

A：磁路截面積，0.00168 m<sup>2</sup>。

R<sub>c1</sub>：磁路磁阻，46274.44545 A-t/Wb。

R<sub>c2</sub>：磁路磁阻，22590.67416 A-t/Wb。

R<sub>c3</sub>+R<sub>g</sub>：鐵心中央磁路磁阻，519767.6885~4781206.876 A-t/Wb。

R<sub>g</sub>：磁路磁阻(空氣隙)，473675.4259~4736754.259 A-t/Wb。

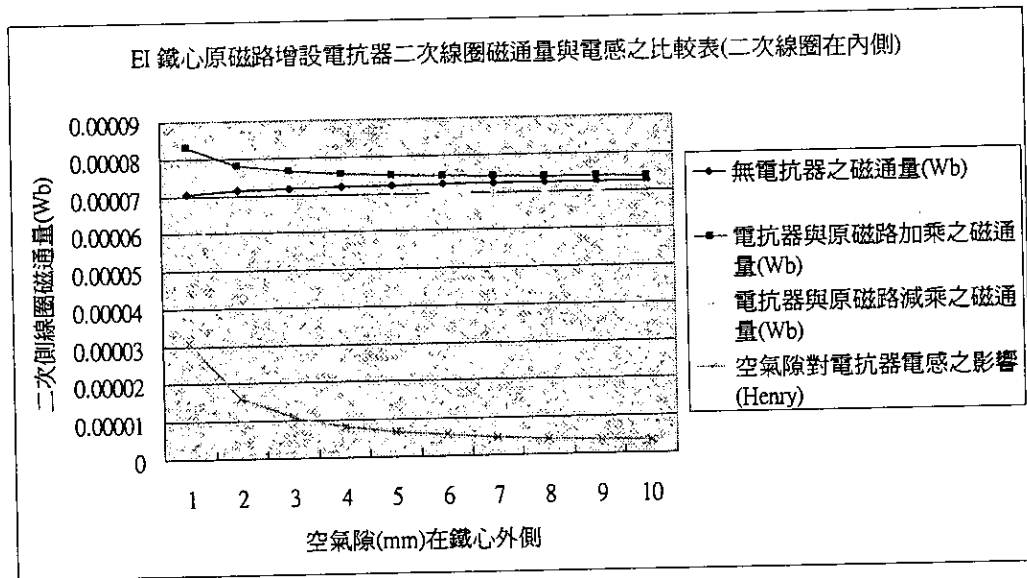
$\psi_1$ ：磁通量，7.97437E-05~7.34018E-05 Wb。

$\psi_2$ ：磁通量，5.79842E-05~7.09749E-05 Wb。

$\psi_3$ ：磁通量，2.17595E-05~2.42687E-06 Wb。

由上述分析可獲知，磁阻受到空氣隙影響，二次線圈磁通量，在空氣隙較小時，受到電抗器影響，但隨著空氣隙加大，影響成面愈來愈小，理論分析趨勢圖，請參考圖(8-28)。

由上述結果可見到電抗器對EI鐵心磁路，將造成影響，但隨著空氣隙增加，可避免電抗器對變壓器造成影響，針對鐵心共構，可將此種模式列入考量。



圖(8-28) EI 鐵心架構二次線圈磁通量及電感受空氣隙變化趨勢圖

## 第九章 結論與建議

### 1、磁性元件在共鐵心條件下互感與自感磁路分析

一般而言，磁路係由產生磁場的源(如通電流的線圈)、軟磁材料和空氣隙等三部分組成。在本次研究計劃中，我們將昇壓推挽式電壓轉換器(boost and push pull power converters)電感與變壓器在共鐵心條件下，利用磁路分析原理，試圖瞭解互感與自感變化及漏磁的影響程度。

### 2、磁性元件在共鐵心條件下可能電路拓撲分析

由文獻上得知，具有功因矯正器的昇壓推挽式電壓轉換器，其一次側之電路拓撲為一電感加變壓器。因此可將此拓撲電感及變壓器繞至於同一鐵心上。而變壓器二次側電路則可採用倍流輸出電路拓撲。將輸出上、下臂上兩電感繞至於同一鐵心上。由於耦合電感的技術使用，可使得此昇壓推挽式電壓轉換器的大小及重量變小，提高功率密度。藉由上述之昇壓推挽式電壓轉換器的一、二次側共鐵心電路拓撲，進行鐵心材質與形狀、繞線方式、共鐵心之渦流損、磁滯損、漏磁通、漏電抗及鐵心溫昇變化等等種種參數進行分析。

### 3、探討磁性元件及共鐵心可能鐵心材質

在此項部份，我們針對鐵心材質(Philip 鐵心之 3 and 4 Series)進行 power transfer rate(轉換率)計算，並初步篩選不適合的材質予以淘汰。在 E65 Type，我們共比較 3C81、3C91、3C93、3C94、3F35 及 4F1，測試結果為 3C91(93.99%)及 4F1(79.12%)兩者 power transfer rate 較差，初步認為不適合

使用在我們的環境中。而在 U93 Type，我們一樣比較上述幾種型式，測試結果包括 3C81(93.47%)、3C93(95.67%)、3C94(93.75%)及 4F1(86.56%)在各種頻率下 power transfer rate 皆較差，而 3F35(99.46%)轉換率最高。因此對相同的材質，使用 E65 的表現會較使用 U93 更有效率。

#### 4、探討鐵心形狀對磁性元件共鐵心磁性效應評估

在磁性效應評估，我們亦針對鐵心形狀(Philip 之 E65 以及 U93)分別對 EE core 及 UI core 進行模擬。此部份模擬包括對每一個材質做 power density、等磁線高度圖及磁通密度圖等三部份分析，我們分別採用 25K、50K、100K、250K 及 500K 頻率數值進行模擬，並得到每一個材質上述資料比較，進一步釐清鐵心形狀對磁性元件共鐵心磁性效應影響。在測試結果得知，相同形狀的鐵心中，效率比較為 3F35 > 3C93 > 3C81, 3C91 > 4F1；整體來說，Philip 3 系列之材質搭配 E65 的鐵心，是最符合我們的要求的。

#### 5、探討直流轉換器磁性元件共鐵心可行性與電路拓樸的關係

對具有功因矯正器之基本直流對直流轉換器(包括升壓型(boost)轉換器、降壓型(buck)轉換器及升降壓型轉換器(buck-boost))，我們分別探討其磁性元件共鐵心之可行性與電路拓樸相關分析(如最大輸出電流、效率、輸出漣波/雜訊等)，以瞭解在未來建立系統磁路模擬分析時，所需調整參數變化關係與相關注意因子。

#### 6、建立系統磁路模擬模式。

在 EI 鐵心模擬分析中(模式一：固定電抗器的繞線匝數為 4 匝，改變鐵心上的氣隙大小)，由模擬一及模擬二結果得知，當電抗器位於中央腳，

二次側位於下側腳模式下，從磁力線分佈圖、雲狀圖及各部位磁力線及電感數值表發現可以得到一個結論，因為氣隙的增加使磁阻增加，導致磁流流經中間電抗器的磁力線的部分因為磁阻增加而改流向二次側。隨著氣隙的增加，電抗器的感值由高降至低，可以看到氣隙越大，則感值越小的情形發生，這與理論『電感值=匝數平方/磁阻』亦相符。

在 EI 鐵心模擬分析中(模式一：固定電抗器的繞線匝數為 4 匝，改變鐵心上的氣隙大小)，由模擬三及模擬四結果得知，當二次側與氣隙位於中央腳，電抗器位於下側腳模式下，從磁力線分佈圖、雲狀圖及各部位磁力線及電感數值表可以得到一個結論，因為氣隙的增加，使磁阻增加，導致磁流流經中間二次側的磁力線的部分因為磁阻增加而改流向電抗器。即使氣隙增加，但是電抗器側的磁阻沒有明顯的變化，因此其電感值並不會因氣隙改變而變動。

在 EI 鐵心模擬分析中(模式二：固定鐵心上氣隙大小為 10 mm，改變電抗器上繞線匝數變化)，由模擬五及模擬六得知，當電抗器位於中央腳，二次側位於下側腳模式下，從磁力線分佈圖、雲狀圖及各部位磁力線及電感數值表可以得到一個結論，隨著電抗器匝數的增加，整體的磁通量也增加，流經二次側所在位置的磁通量有些許增加，但經電抗器側的磁通量則無明顯變化，此乃在電抗器側有一個氣隙，所造成的現象。

## 7、模擬驗證理論分析成果。

在 UI 鐵心架構環型磁路拓樸理論分析—(1)無空氣隙磁路分析( $\delta = 0$ )：磁阻於建構完成後，在磁線性區即已固定，故磁通量與磁動勢成正比

關係。(2)有空氣隙磁路分析( $\delta \neq 0$ ):磁阻受到空氣隙影響,總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加,相對於磁通量也隨之減少,且可見到明顯差距(3)有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘):磁阻受到空氣影響,總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加,相對於磁通量也隨之減少,且可見到明顯差距。雖然磁通量受到空氣隙影響而減少,但由於電抗器加乘效果,故可從上述分析,見到磁通量明顯變化。(4)有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘):磁阻受到空氣影響,總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加,相對於磁通量也隨之減少,且可見到明顯差距。雖然磁通量受到空氣隙之影響而減少,且由於電抗器減乘效果,可見到磁通量明顯變化。

由上述結果可見到電抗器對 UI 鐵心及環型磁路,將造成明顯且差異性相當大影響,近造成變壓器運轉困擾,故建議環型鐵心暫時不適用於共構鐵心。

在 EI 鐵心架構磁路拓樸理論分析(二次線圈安裝於鐵心外側)—(1)無空氣隙磁路分析( $\delta = 0$ ):二次側線圈磁通量,受到中央鐵心分流影響,造成磁通量偏低。(2)有空氣隙磁路分析( $\delta \neq 0$ ):磁阻受到空氣隙影響,總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加,相對於磁通量也隨變化,逐漸遞減後趨於穩定。(3)有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘):磁阻受到空氣隙之影響,總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加,相對於磁通量也隨之變化,逐漸遞減後趨於穩定。當空氣隙較小時,受到電抗器影響較顯著,但隨著空氣隙增加,可發現二次線圈磁通量逐漸穩定增加。(4)有空氣



隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘)：，磁阻受到空氣隙影響，總磁路磁阻隨著空氣隙增加而增加，相對於磁通量也隨之變化，逐漸遞減後趨於穩定。當空氣隙較小時，受到電抗器影響較顯著，但隨著空氣隙之增加，可發現二次線圈磁通量逐漸穩定增加。

由上述結果可見到電抗器對EI鐵心磁路，將造成影響，但隨著空氣隙增加，可避免電抗器對變壓器造成影響，針對鐵心共構，可將此種模式列入考量。

在EI鐵心架構磁路拓樸理論分析(二次線圈安裝於鐵心中央)—(1)無空氣隙磁路分析( $\delta=0$ )：二次側線圈磁通量，由於安裝於鐵心中央，受分流影響，故磁通量較外側磁路高。(2)有空氣隙磁路分析( $\delta \neq 0$ )：磁阻雖受到空氣隙之影響，但從磁通量變化上，差異性不會太大，且二次線圈之磁通量，隨著空氣隙增加，呈增加趨勢。(3)有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互加乘)：磁阻受到空氣隙之影響，但從磁通量之變化上，差異性大，隨著空氣隙增加，二次線圈磁通量，逐漸趨近一次側線圈磁通。(4)有空氣隙電抗器磁路分析(激磁源與電抗器磁通量相互減乘)：磁阻受到空氣隙影響，二次線圈磁通量，在空氣隙較小時，受到電抗器影響，但隨著空氣隙加大，影響成面愈來愈小。

由上述結果可見到電抗器對EI鐵心磁路，將造成影響，但隨著空氣隙增加，可避免電抗器對變壓器造成影響，針對鐵心共構，可將此種模式列入考量。

## 参 考 文 献

- [1] J. Qian, Q. Zhao and F. C. Lee, "Single-stage single-switch power-factor-correction AC/DC converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications," *IEEE Trans., Power Electronics*, vol.13, Issue 6, pp.1079 - 1088, Nov. 1998
- [2] J. Y. Lee and M. J. Youn, "A single-stage power-factor-correction converter with simple link voltage suppressing circuit (LVSC)," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.48, pp.572-584, June 2001
- [3] Y. S. Lee and B. T. Lin, "Adding active clamping and soft switching to boost-flyback single-stage isolated power-factor corrected power supplies," *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 12, pp.1017-1027, Nov. 1997.
- [4] L. K. Chang, Y. M. Liu, H. F. Liu, "An Integrated Single-Stage AC/DC Converter with ZVS Active-Clamping for Universal Line Applications," in *Proc. PESC'04*, pp.759-764, June 2004
- [5] G. Hua and F. C. Lee, "Soft-Switching Techniques in PWM Converters," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 42, No. 6, pp.595-603, 1995.
- [6] I. Barbi, J. C. O. Bolacell, D. C. Martin and F. B. Libano, "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp.276-283, 1990.
- [7] Y. T. Chen, and W. H. Liu, "The Implementation and Analysis for the ZVSPWM Forward Converter Using a Saturable Circuit," in *Proc. Symposium on Electrical Power Engineering, R.O.C.*, pp.328-333, 1997.
- [8] P. Xu, M. Ye, P. L. Wong, and F. C. Lee, "Design of 48V voltage regulator modules with a novel integrate magnetics,

“IEE Trans. Power Electron, Vol. 17, pp. 990-998, November.2002.

[9] G. Hua, C. S. Leu and F. C. Lee, “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converter,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 9, pp.212-219, 1994.

[10] C. Stein, M. O. and H. L Hey, “A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, No. 1, pp.185-193, 2000.

[11] J. G. Cho and G. H. Cho, ”Novel off-line zero-voltage-switching PWM AC/DC converter for direct conversion from AC line to 48 VDC bus with power factor correction,” in *Proc. IEEE PESC '93*, pp.689 - 695, June 1993

[12] C.K. Tse, M.H.L. Chow, M.K.H. Cheung, “A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing,” *IEEE Trans, Power Electronics*, vol. 16, Issue 6, Nov. 2001, pp.794 - 802

[13] M. T. Madigan, R. W. Erickson and E. H. Ismail, “Integrated high-quality rectifier-regulators,” *IEEE Trans., Industrial Electronics*, vol.46, Issue 4, pp.749 - 758, Aug. 1999

[14] Ra. Giri, R. Ayyanar and E. Ledezma, “Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing” in *Proc. IEEE APEC '04*, vol.3, pp.1751 - 1756 vol.3, 2004

[15] 經濟部工業局九十三年度工業技術人才培訓計畫講義，專案計畫名稱:照明技術人才培訓計畫，課程名稱:電力換器之電流模式及並聯操作控制技術,2004年7月15-16日

[16] 陳平修,“以單級單開關高功因泛用電源輸入交直流轉換器為基礎的複金屬燈電子安定器之設計,” 交通大學電機與控制工程學系碩士論文, 2004

- [17] 黃碩國,“嶄新單級並聯返馳式高功因電力轉換器之模式分析及控制器設計,” 成功大學工程科學系碩士論文, 2003
- [18] 張隆國,“電漿火炬電力供應系統” 行政院原子能委員會委託研究計劃報告, 2005
- [19] G.Spiazzi,L.Rossetto,“High-Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology,” PESC. Conf. Proc., 1994.
- [20] Jieli.Li,Charles.R, Sullivan, Aaron.Schultz ,“Coupled-Inductor Design Optimization for Fast-Response Low-Voltage DC-DC Converters,” in IEEE APEC '02 Conf. Rec., pp. 817 –823.
- [21] Dragan Maksimovic and Robert Erickson, “Modeling of cross-regulation in converters containing coupled inductors,”IEEE APEC, Anaheim, CA, Feb.15-19,1998.
- [22] David Finn, Geoff Walker, Paul Sernia, Jordan Pierce., “Applications and equivalent models for coupled inductor parallel interleaved converters. ,” Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004) 26-29 September 2004, Brisbane, Australia.
- [23] Yingqi Zhang, P.C.Sen, Yan-Fei Liu, “A Novel Zero Voltage Switched (ZVS) Buck Converter Using Coupled Inductor,”